
LE HAUT-PARLEUR
SPECIAL
EN VENTE DEUX MOIS
ISSN 0337 1883
LE MAGAZINE DES TECHNIQUES DE L'ELECTRONIQUE
GAGNEZ UN CAMESCOPE
PLUS DE 70 CAMESCOPES AU BANC-D'ESSAI
Tout savoir sur l'utilisation des camescopes
T 1843 - 1787 - 28,00 F
JVC
ET TOUTES LES RUBRIQUES HABITUELLES : INITIATION - REALISATIONS - FACE A FACE - etc.
15 AVRIL 1991 - N° 1787 - LXVIIe ANNÉE

SOMMAIRE

LE DOSSIER DU MOIS : 85 CAMESCOPES AU BANC D'ESSAI

AU BANC D'ESSAI

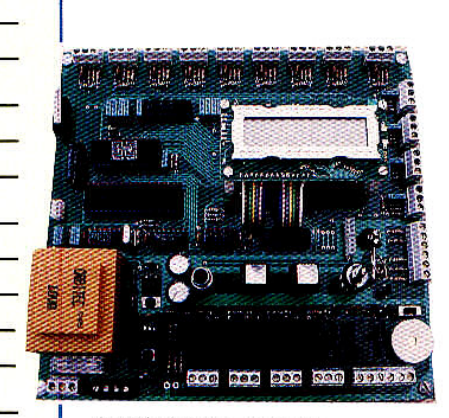
INITIATION

REALISATIONS

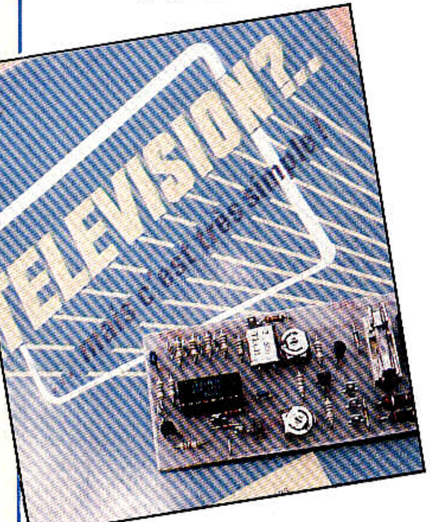
REALISATIONS « FLASH »

DOCUMENTATION - DIVERS

Spécial camescope, page 13.



Centrale d'alarme « Supervisor » de Lextronic, page 180.



Réalisez une mire télévision. Flash, page 207.

DANS NOTRE PROCHAIN NUMERO, EN VENTE LE 15 MAI

10 MAGNETOPHONES A CASSETTES AU BANC D'ESSAI

NOUVELLES DU JAPON

Plus d'interférences en FM

Grâce au système Dynas, JVC efface les interférences en FM : plus de distorsion avec une station trop proche, la sélectivité du tuner s'accroît de 30 dB. En ce qui concerne la Hi-vision, l'interférence se fait toujours avec le prix ; finalement, les fabricants européens et le HD Mac gardent toutes leurs chances à condition de ne pas trop tergiverser...

Destiné à améliorer la réception des signaux FM, le système Dynas a été conçu par une société berlinoise, H.u.c., et industrialisé sous forme de circuit intégré par JVC. C'est un système de démodulation FM avec un filtrage dynamique qui rejette les interférences d'un programme FM avec les canaux adjacents. Il augmente la sensibilité de réception de 5 dB et la sélectivité de 30 dB. Il permet la réception claire de signaux faibles mixés avec un bruit important ou de stations interférant avec des canaux voisins.

Ce système Dynas sera commercialisé sur un autoradio JVC dans les mois qui viennent. C'est évidemment dans la réception automobile que les interférences posent le plus de problème, car la densité des stations est imposante (surtout en Europe et aux Etats-Unis) et parce que le déplacement du véhicule change en permanence les conditions de réception. Mais le système Dynas pourrait aussi apparaître rapidement sur des chaînes HiFi.

L'efficacité du système Dynas.

Le DAT en images

Aiwa propose des enregistreurs DAT capables de stocker des images fixes numérisées. Destiné au marché professionnel, le système de stockage vidéo couleur HD-MV2000 et l'enregistreur portable audio-vidéo sont vendus 480 000 yens (20 000 francs environ) et 200 000 yens (9 000 F environ).

Le système de stockage vidéo peut enregistrer jusqu'à 1 400 images couleur sur une bande DAT. Il accepte les images provenant d'un camescope, d'un appareil photo magnétique, d'un magnétoscope ou d'un téléviseur. L'échantillonnage se fait sur 4 bits. Le système HD-MV 2000 peut être raccordé à un micro-ordinateur et afficher les images enregistrées sur un moniteur. La définition horizontale atteint 450 lignes horizontales, une définition intéressante pour les industries graphiques. L'enregistreur portable peut, lui, enregistrer 3 600 images fixes numérisées mais avec une définition inférieure de 350 lignes horizontales.

Le CD portable à 700 F

Le marché du lecteur de compact-disc portable est l'objet d'une concurrence sauvage, surtout au Japon. De ce fait, les prix baissent régulièrement. Ainsi, le dernier-né de Matsushita (Panasonic-Technics), SL-S100, est vendu 17 000 yens (700 F environ) soit le prix le plus bas du marché. Ce SL-S100 intègre le chargeur de batterie pour une batterie R6P optionnelle, qui lui procure une autonomie de lecture de deux heures. Il pèse 360 g et mesure 3,5 × 12,8 × 14,5 cm. Il utilise une lentille asphérique pour la lecture laser, qui résiste aux déformations dues aux changements de température. Ses circuits de conversion numérique-analogique sont indépendants pour les voies gauche et droite et un circuit S-XBS relève le niveau des graves.

La HDTV ne baisse pas les prix

Malgré la standardisation des caractéristiques du décodeur Muse, la HDTV japonaise, Hi-vision, garde toujours des prix extrêmement élevés. Ainsi le nouvel Hitachi C32HD10, un téléviseur 16:9 Hi-vision équipé d'un écran de 32 pouces de diagonale (80 cm), est vendu 2,1 millions de yens (90 000 F environ), prix auquel il faut ajouter le décodeur Muse HDM10, 1,75 million de yens (72 000 F environ). Même état de fait chez Toshiba, où le P32H102 du même format coûte 2,1 millions de yens et le décodeur Muse TT-MD5AB 1,8 million de yens. Le P32H102 se singularise par un nouveau masque d'écran qui élimine les reflets parasites et permet d'obtenir des vrais noirs. Il utilise également un nouveau canon à électrons procurant une brillance égale à celle des écrans conventionnels en 4:3. A ces prix-là, on comprend que Philips et Thomson, dont les téléviseurs 16:9 vont coûter moins de 40 000 F auxquels il faut ajouter le décodeur HD MAC, sont dans les bons starting blocks. Mais il reste la course à gagner.

Pierre LABEŸ

Le petit lexique du camescope

A/V : suffixe précisant le traitement ou l'acheminement simultané de signaux audio (A) et vidéo (V).
AF ou Autofocus : mise au point automatique.
Audio level meter : indicateur de niveau sonore.
BLC : pour Back Light Compensation. Cette fonction permet, par augmentation forcée de la sensibilité du capteur, de filmer un sujet à contre-jour.
Cinéma : fonction permettant d'obtenir une image 16/9 par masquage.
Clock : horloge interne pour la datation.
Close : fermer (l'iris ou le diaphragme), fermer le compartiment à cassette, ou adjectif signifiant une prise de vues rapprochée.
C : format compact pour une cassette. Ex. : VHS-C ou S-VHS-C.
CCD : dispositif à transfert de charge, le plus utilisé comme capteur d'image.
Composite : format de signal vidéo où toutes les informations (synchronisation, lumière, couleur) sont acheminées sur un seul fil.
Channel : canal de liaison RF, par la prise antenne d'un TV ou d'un magnétoscope.
Display : affichage (dans le viseur ou dans la fenêtre).
Digital : dans le seul cas des camescopes, signifie la présence de moyens de titrage intégrés ou d'une mémoire d'image sommaire.
Dual : double et, par extension, stéréophonique.
Edit : copie.
Electret : précise un genre de microphone, souvent rencontré sur les camescopes. On ne peut pas lui substituer un modèle dit « dynamique », en extérieur.
Euroconnector : appellation internationale de la prise Scart, ou prise péritélévision à 21 broches.
Fade : fondu (au noir) à l'ouverture et à la fermeture.
Focus : foyer, mise au point.
Head : tête d'analyse vidéo.
Headphone : casque d'écoute.
HQ : haute qualité. Dispositif d'amélioration des transitoires sur le format VHS et VHS-C.
Hi8 : version récente et améliorée du standard vidéo 8 mm avec lequel il n'est pas directement compatible, appelée également 8 mm Hi Band.
Image stabilizer : compensation permettant d'amortir les vibrations et secousses transmises au camescope.
Insert : insertion d'une séquence audio ou vidéo sur une portion de bande déjà enregistrée.
LoBat : batterie déchargée.
Memo : mémorisation d'un point de la bande.
Monitor : utilisation du camescope à des seules fins de visualisation, sans enregistrement, ne mettant en service que la seule section caméra.
NTSC : pour « National Television Systems Committee », système de codage de couleur américain adopté entre autres par le Japon.
Open : ouvrir (diaphragme).
Program : sur un camescope, signifie l'exploitation de programmes préétablis par le fabricant pour la prise de vues et réalisant automatiquement les meilleurs compromis entre distance focale, vitesse d'obturation, sensibilité du capteur (comme en photographie).
PAL :sigle de « Phase Alternating Line », système de codage de couleur d'origine allemande, adopté par divers pays européens.
PCM : procédé d'enregistrement sonore audio-numérique, à haute fidélité.
Piézo : signifie l'utilisation de résonateurs ultrasonores pour la mise au point automatique.
Pixels : unité élémentaire d'analyse d'image sur le capteur.
RCA : type de prise coaxiale très répandue servant à acheminer séparément les signaux audio et vidéo.
Reset : remise à zéro (du compteur).
RVB : format de signal vidéo où les composantes primaires rouge, verte et bleue sont acheminées séparément.
SCART : Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radio et Télévision, qui a développé la prise du même nom, encore appelée prise péritélévision.
Sensor : capteur d'image.
S : format de signal vidéo où les composantes de lumière et de couleur sont acheminées séparément.
Shutter : obturateur (électronique dans le cas des camescopes).
Stand-by : mode d'attente à consommation réduite.
SECAM : abréviation de « SEquentiel Couleurs A Mémoire », système de codage de couleurs imaginé par Henri de France.
Tape : bande.
Title : titre.
Tracking : ajustement du pistage ou de la cinématique d'analyse de la bande par les têtes, afin de supprimer certains parasites sur l'écran.
VHS : format vidéo le plus répandu, développé par JVC.
VHS-C : format vidéo à cassette de taille réduite, pour les camescopes, compatible avec les lecteurs VHS normaux (dits « full size ») moyennant l'utilisation d'un adaptateur mécanique.
S-VHS : format vidéo VHS amélioré, non compatible avec les lecteurs VHS. Peut cependant être utilisé en VHS « standard » à l'enregistrement.
S-VHS-C : format vidéo amélioré, utilisation de la cassette compacte du VHS-C. Mêmes incompatibilités en lecture.
USHIDEN : autre appellation de la prise S-vidéo destinée aux entrées/sorties des signaux vidéo en composantes séparées (luminance et chrominance), indispensable aux formats Hi8 et S-VHS.
Vidéo 8 : format vidéo développé par Sony et adopté par d'autres fabricants, dont ceux du cinéma et de la photographie.
Vidéo Hi8 : format vidéo amélioré du vidéo 8.
View finder : viseur.
White balance : balance des blancs. Dispositif intégré à la caméra, destiné à rétablir un équilibre chromatique correct selon la source d'éclairage.
Zoom : objectif à focale variable.
Zone : signifie la zone de l'image, dans laquelle doit travailler le dispositif de mise au point automatique.

Pratique de l'électronique

8e PARTIE
voir no 1780 et suivants

Division et multiplication de fréquence

Allons-y voir de plus près

Il nous semble inutile de donner le schéma détaillé du HEF 4527. Nous nous contenterons de décrire comment les commandes agissent.
Nous supposerons que l'on a préalablement remis la décade du circuit à zéro, ce qui se fait par l'application momentanée d'un niveau haut sur la patte no 13 (entrée R_0).
La figure 56 indique les formes d'ondes relevées sur le circuit, en supposant que l'entrée d'autorisation (11) est au niveau bas, ainsi que l'entrée « Strobe » (10).
Nous supposons aussi que l'« entrée cascade » (12) est au niveau bas, ce qui fait que le circuit « OU » transmet directement en S_2 (6) ce qu'il reçoit, c'est-à-dire la sortie du circuit « ET ».
Sur les formes d'ondes de la figure 56, on voit, en dessous du signal d'horloge H, le signal d'horloge inversé, K.
Pour que l'on s'y retrouve, nous donnerons des numéros, de 1 à 10, aux impulsions d'horloge H. Après l'impulsion H no 10, nous trouvons une impulsion numérotée « 1 » (que nous aurions aussi pu appeler « 11 » puisque, si l'on continuait plus loin les formes d'ondes, nous retrouverions, pour les impulsions H no 11, 12, etc., les mêmes signaux que pour 1, 2, etc.)
Nous avons aussi donné des numéros, de 1 à 10 également, aux dix impulsions K, en convenant de nommer « impulsion K no 1 » celle qui est entre le top H no 1 et le top H no 2.
Il ne faut pas oublier, en effet, que les signaux en K sont hauts quand le signal d'horloge est bas, et vice versa.

Comment agissent A, B, C et D

Quand les quatre entrées de programmation A, B, C et D sont toutes au niveau bas, aucune impulsion ne sort en (S). Les tops appliqués à l'entrée « horloge » (broche no 9) font bien fonctionner la décade, mais les portes ne laissent passer aucune impulsion K vers S_2, parce que le signal T reste constamment au niveau bas.
Quand l'entrée de programmation A est seule au niveau haut, les entrées B, C et D étant au niveau bas, sur les dix impulsions K arrivant au circuit « ET », seule l'impulsion K no 5 est transmise à la sortie S.
Donc, avec A = 1 (niveau haut), B = C = D = 0 (niveau bas), il ne sort en S_2 qu'une impulsion quand on en applique dix à l'entrée.
Supposons que l'on ait maintenant A = C = D = 0 et B = 1, autrement dit l'entrée B seule au niveau haut, les trois autres au niveau bas : dans ce cas, les impulsions K nos 3 et 8 seront transmises en S_2.
Si c'est l'entrée C qui est au niveau haut, les trois autres étant à zéro, on retrouvera, en S_2, les impulsions K nos 2, 4, 7 et 9 seulement.
Enfin, si l'on a porté l'entrée D

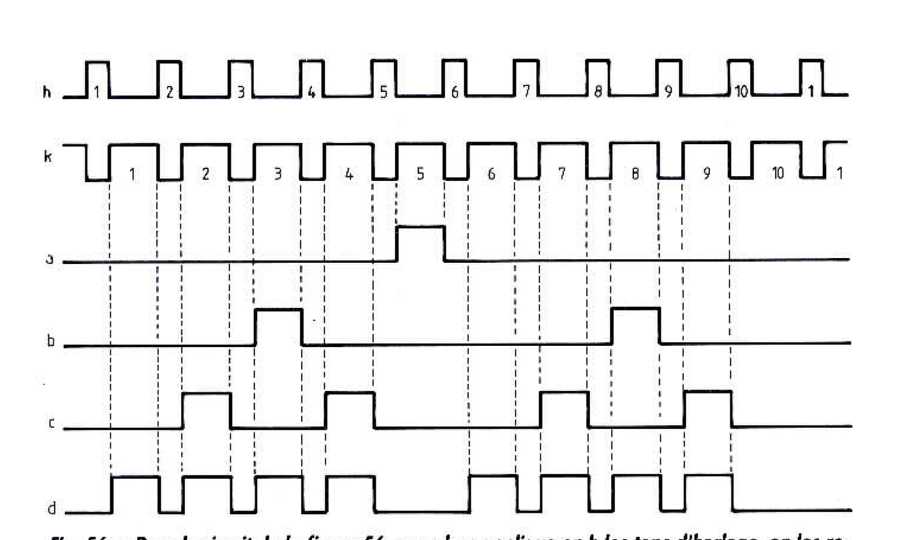


Fig. 56. – Dans le circuit de la figure 56, quand on applique en h les tops d'horloge, on les retrouve inversés en k. On retrouve un (a), deux (b), quatre (c) ou huit (d) de ces tops quand on applique un niveau haut respectivement à l'entrée A, B, C ou D.

seule au niveau haut (avec A = B = C = 0), on retrouvera en (S) huit impulsions K sur les dix appliquées au circuit « ET ». Disons (c'est plus court que d'énumérer toutes celles que l'on trouvera) qu'il manquera la cinquième et la dixième.
C'est ce qu'illustrent les formes d'ondes de la figure 56. En (h) les dix impulsions d'horloge (et même la « onzième », appelée de nouveau « 1 ») ; en k nous voyons les dix impulsions K. Le signal (a) montre ce que l'on trouve en S_2 pour A = 1 avec B = C = D = 0. La forme d'onde (b) indique ce que l'on trouve en S_2 quand l'entrée B est seule au niveau haut.
Les formes d'ondes (c) et (d) indiquent respectivement ce que l'on peut observer en S_2 quand C est seule haute, et quand D est seule haute.
Faisons tout de suite, sur ces formes d'ondes, une remarque importante pour la suite de l'explication : l'impulsion K n° 10 n'est jamais transmise en S_2.

Vers une expression binaire

Nous voyons sur les formes d'ondes de la figure 56 que, pour dix impulsions d'entrée, quand une seule des entrées de programmation est haute, les trois autres étant basses, nous aurons en sortie :
– une seule impulsion K si A est haute ;
– deux impulsions K si B est haute ;
– quatre impulsions K si C est haute ;
– huit impulsions K si D est haute.
Nous voyons directement arriver la numérotation binaire. Nous dirons que les quatre entrées, A, B, C et D sont les quatre chiffres d'un nombre N exprimé en code binaire parallèle.
L'entrée A a le « poids » 1 (autrement dit A représente le chiffre des unités), l'entrée B (qui représente le chiffre des « deuxaines ») a le « poids » 2. L'entrée C (chiffre des « quatraines ») a le « poids » 4, et c'est l'entrée D, chiffre des « huitaines », qui a le « poids » 8.

Voyons maintenant ce qui se passe quand on applique sur les entrées A, B, C et D un nombre binaire autre que 0, 1, 2, 4 et 8. Nous supposerons pour commencer qu'il s'agit du nombre 3, soit 2 + 1, ce qui s'obtient avec un niveau haut sur A et B, bas sur C et D.

La cinquième impulsion K passera, puisque A est haute, et les impulsions K n°s 3 et 8 passeront, puisque B est haute. Nous trouverons donc, en S_2, les impulsions K n°s 2, 5 et 8. Il y a bien trois impulsions en sortie pour dix tops d'horloge à l'entrée.

On voit facilement ce qui se passera pour N = 5 (soit 4 + 1). C'est-à-dire A et C au niveau haut, B et D au niveau bas. Nous aurons alors, sur S_2, les impulsions K n°s 2, 4, 7 et 9 (puisque C est haut) et l'impulsion K n° 5 (puisque A est haut). Il y aura cinq impulsions en sortie pour dix à l'entrée.
De même, pour N = 6 (soit 4 + 2), obtenu pour B et C au niveau haut, A et D au niveau bas, nous aurons en S_2 les impulsions K n°s 3 et 8 (à cause de B), et n°s 2, 4, 7 et 9 (à cause de C).
Et, pour N = 7 (soit 4 + 2 + 1), correspondant à des niveaux hauts sur A, B et C, bas sur D, nous trouverons sur S_2 les impulsions K n° 2 (à cause de C), 3 (à cause de B), 4 (à cause de C), 5 (à cause de A), 7 (à cause de C), 8 (à cause de B) et 9 (à cause de C).

Quand intervient D

On pourrait croire que les choses se passeront mal quand nous aurons affaire à des nombres N dans lesquels le chiffre des « huitaines », soit D, est haut.
Il n'en est rien. D'abord, quand D seul est haut, nous avons vu que tout va bien : les huit impulsions K n°s 1, 2, 3, 4, 6, 7, 8 et 9 passent. Il y a bien huit signaux en sortie pour dix à l'entrée.
On n'a pas non plus à craindre de pagaille quand on applique N = 9 (soit 8 + 1) avec D et A au niveau haut, B et C au niveau bas. Par rapport au cas précédent, l'entrée A autorise le passage de l'impulsion K n° 5, et nous avons donc, en sortie, toutes les impulsions K sauf la n° 10 (qui ne passe jamais).
Mais on se demande comment le circuit va réagir quand on lui appliquera des nombres N « interdits », supérieurs à 9. En fait, grâce au choix très intelligent des signaux de commande T, il n'y aura rien de grave.
Si l'on portait, par exemple, *toutes* les entrées A, B, C et D au niveau haut, ce qui signifie N = 15 (8 + 4 + 2 + 1), nous ne trouverions, sur S_2, que *neuf* signaux K, comme quand A et D étaient seuls au niveau haut.
On peut se demander ce qui se passe pour le signal K n° 2, par exemple, dont la commande C = 1 autorise le passage, alors que l'entrée D = 1 l'autorise aussi. Eh bien, il ne se passe rien de particulier : le signal K n° 2 est transmis vers S_2 par deux voies parallèles, mais cela ne change en rien sa sortie en S_2.
Son passage est « autorisé » par deux voies, mais il en résulte qu'il est autorisé, c'est tout, c'est-à-dire que le signal T est haut pendant le signal K n° 2. Ce signal ne sera pas « deux fois plus fort » en sortie (la logique connaît 0 et 1, mais pas 2).
De même, on voit facilement en regardant les formes d'ondes de la figure 56 que, pour N = 14 (8 + 4 + 2), nous aurons huit impulsions K en sortie, comme si D était seule au niveau haut. Pour N = 13 (8 + 4 + 1) et pour N = 11 (8 + 2 + 1), nous aurons neuf impulsions en sortie.
Les nombres N « interdits » (supérieurs à 9) donneront, en sortie, un nombre de tops différent de N, évidemment, puisqu'il ne peut y avoir plus de neuf impulsions K qui passent en sortie, mais il n'y aura aucune détérioration du circuit.

Espacement des impulsions

Donc, si nous appliquons sur les entrées A, B, C et D un nombre binaire parallèle N, nous aurons N impulsions de sortie pour dix impulsions d'entrée. Autrement dit, si la fréquence des impulsions d'entrée est constante, valant par exemple 1 kHz, nous aurons en sortie 100 × N impulsions chaque seconde.
Cela semble donc bien parti pour une « multiplication de fréquence », puisque nous pouvons multiplier une fréquence (100 Hz) par un nombre N. En fait, comme nous l'avons dit, les tops de sortie ne seront « réellement » périodiques, au sens classique du terme, que si N est égal à 1 ou à 2.
Dans le premier cas, il y aura un top de sortie pour chaque arrivée de dix tops à l'entrée. Dans le second, comme les impulsions K sortantes sont les numéros 3 et 8, il y aura un top de sortie tous les cinq tops d'entrée.
Mais, dans le cas de N=3, par exemple, nous trouverons en sortie, pour chaque train de dix tops à l'entrée, trois tops correspondant aux impulsions K n° 3, 5 et 8. Cette suite de trois tops se reproduit identiquement pour chaque train de dix tops à l'entrée, ce qui fait que le signal de sortie a, tout de même, une certaine périodicité, au sens strict du terme, mais l'écart entre deux tops de sortie consécutifs n'est pas constant : il peut valoir deux ou trois périodes d'horloge.
On ne peut donc dire que le signal sortant a une « fréquence » de 300 Hz. On peut seulement dire que, en une seconde, il y a bien 300 signaux, mais, d'un signal au suivant, il n'y a pas un écart constant égal à 1/300 s.

Tout se passe comme si le signal de sortie était modulé en phase. On retrouvera ce même phénomène pour N=4, 6, 7, 8 et 9.

Il y a des cas où cette modulation de phase ne gêne pas : nous avons cité, par exemple, le cas où l'on compte les tops (pour une pompe à essence). Mais, si la variation d'espacement des tops gêne, on peut la supprimer en utilisant un PLL, dont le VCO sera asservi sur la valeur moyenne de la fréquence.

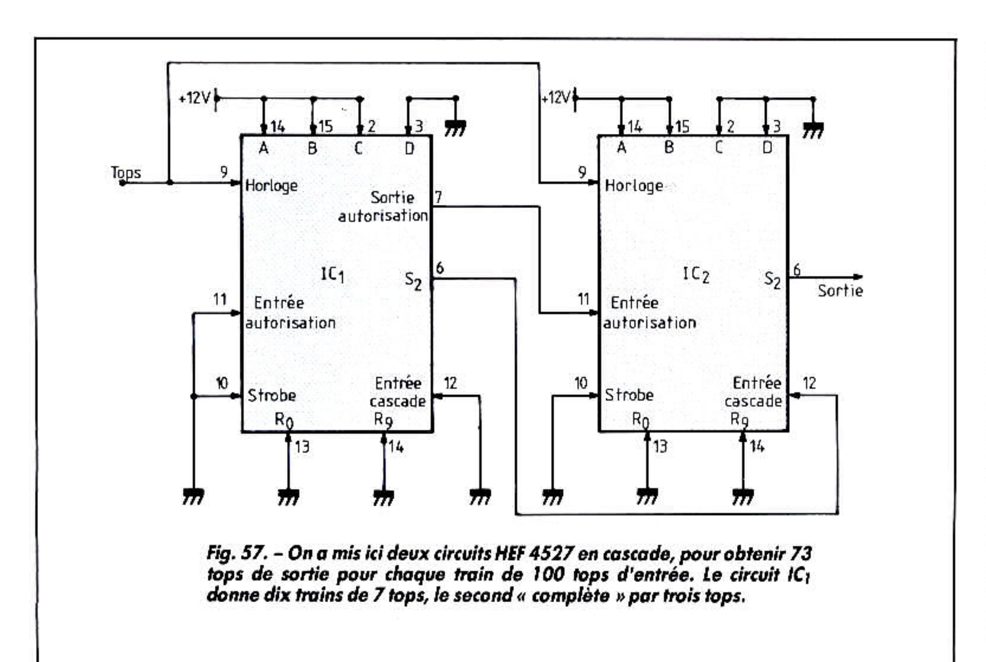


Fig. 57. – On a mis ici deux circuits HEF 4527 en cascade, pour obtenir 73 tops de sortie pour chaque train de 100 tops d'entrée. Le circuit IC_1 donne dix trains de 7 tops, le second « complète » par trois tops.

Cas d'un nombre de deux chiffres

Le circuit HEF 4527 permet d'obtenir des résultats encore plus intéressants. Si l'on en associe correctement deux, on peut, cette fois, obtenir P signaux de sortie pour 100 tops d'entrée, P étant un nombre entier *de deux chiffres*.

Le principe du montage est le suivant. Si l'on veut, par exemple, avoir 73 tops de sortie pour 100 tops d'entrée, on va utiliser un premier circuit, sur les entrées A, B, C et D, auquel on applique le nombre binaire 7 (A=B=C=1, D=0). Pour dix trains de dix tops, il donnera donc dix trains de 7 tops.

Sur les entrées A, B, C et D du second circuit, nous appliquerons le nombre binaire 3. Ce second circuit interviendra trois fois tous les cent tops d'entrée, pour donner trois impulsions supplémentaires, qui seront, en quelque sorte, « ajoutées » aux 70 tops donnés par le premier circuit.

Le mieux est de présenter tout de suite le schéma correspondant : il se trouve sur la figure 57.

Le circuit IC_1 reçoit des niveaux hauts sur A, B et C, bas sur D : il est « programmé » sur 7. Les impulsions lui sont appliquées sur son entrée d'horloge (9). Comme il doit toutes les compter, on a mis à la masse son « entrée d'autorisation » (11).

Comme on le fait presque toujours, on a également mis à la masse les entrées R_0 (13) et R_9 (4), qui permettraient de remettre la décade à l'état numéro zéro, ou à l'état numéro 9 si on le souhaitait, pour certaines applications complexes.

De même, on a mis à la masse la commande « Strobe » (10) et l'« entrée cascade » (12).

Ce premier circuit va donc produire sept tops K sur sa sortie S_2 (6) pour chaque train de dix tops d'horloge. Pour cent tops d'entrée (dix trains de dix tops), il produira dix trains de sept tops, soit soixante-dix tops.

Le comptage des dizaines

Voyons maintenant le second circuit. Lui aussi a ses entrées Strobe (10), R_o (13) et R_9 (4) à la masse. Il reçoit, sur son entrée (9), le même signal d'horloge que le premier, mais sa décade ne va pas avancer d'un état à chaque impulsion d'horloge : en effet, il compte les dizaines, sa décade n'avançant d'un pas que toutes les dix impulsions d'horloge.

Cette technique est bien connue des réalisateurs de compteurs. On dit que l'on a réalisé un compteur « synchrone », parce que les différentes décades sont commandées par les mêmes impulsions d'horloge, chaque décade « autorisant » la suivante à obéir uniquement à une impulsion bien définie, et pas aux autres.

Comment y arrive-t-on ? Tout simplement en utilisant l'entrée d'autorisation (11) de la deuxième décade pour ne lui permettre de tenir compte de l'impulsion d'horloge que quand la décade du premier circuit est dans l'état n° 0, que l'on pourrait aussi appeler état n° 10, où elle arrive après l'impulsion n° 10.

En effet, à ce moment, si l'entrée d'autorisation (11) du circuit est au niveau bas, la « sortie autorisation » (7), que nous n'avions pas encore utilisée, est, elle aussi, au niveau bas.

Donc, quand la première décade vient de recevoir la dixième impulsion d'horloge, sa sortie autorisation (7) est au niveau bas. Comme elle commande l'« entrée autorisation » (11) du second circuit, IC_2, la décade de ce dernier va avancer d'un pas au moment du onzième top appliqué sur les entrées d'horloge (9) des deux circuits.

Il en sera de même pour l'impulsion n° 21, pour la 31, etc. La décade du circuit IC_2 compte donc les dizaines.

Or ce second circuit est programmé sur 3, par ses entrées A, B, C et D.

Donc, lors du troisième, du cinquième et du huitième train de dix tops d'entrée, il va produire un top. Ce top se produit lors d'un top K n° 10 du premier circuit, donc à un moment où ce premier circuit ne produit jamais de top de sortie, quelle que soit sa programmation, comme nous l'avons fait remarquer plus haut et comme on peut le voir sur les formes d'ondes de la figure 56.

Comment « loger » les trois tops « unités » ?

Pour « insérer » les trois tops produits par IC_2 pour cent tops d'horloge, nous allons utiliser le circuit « OU » de la figure 55. On voit, sur le montage de la figure 57, que la sortie S_2 de IC_1 est reliée à l'« entrée cascade » (12) de IC_2.

Nous avons vu que ces trois tops sont produits par IC_2 lors des tops K n°s 30, 50 et 80, c'est-à-dire à des instants où IC_1 ne produit jamais de top.

Le circuit « OU » de IC_2, non utilisé sur IC_1, va permettre cette insertion. Nous trouverons donc, sur la sortie S_2 de IC_2 :

– sept trains de sept tops, correspondant aux impulsions K de 1 à 30, de 41 à 50, de 61 à 79, de 91 à 99 ;

– trois trains de huit tops (les sept donnés par IC_1 plus un top « supplémentaire » donné par IC_2), correspondant aux impulsions K n°s 31 à 40, 51 à 60 et 81 à 90.

Là encore, la sortie comporte des tops qui ne présentent pas un espacement constant

entre chacun d'entre eux et le suivant.

Il est à noter un détail paradoxal : la décade du circuit IC_2 est bien celle des *dizaines* car elle n'avance d'un pas que toutes les dix impulsions H, mais c'est tout de même sur les entrées A, B, C et D du circuit IC_2 que l'on applique le chiffre des *unités* (trois) du nombre à deux chiffres (soixante-treize), déterminant le nombre de tops que l'on doit obtenir pour cent tops d'entrée.

Le chiffre des *dizaines* (sept) de ce nombre est donc appliqué aux entrées A, B, C et D du circuit I_1, dont la décade est celle des *unités* du compteur formé par les décades de IC_1 et IC_2.

Avec trois circuits...

... nous pourrions alors obtenir, pour chaque train de 1 000 impulsions d'entrée, un nombre M d'impulsions de sortie, M étant, cette fois, un nombre à *trois* chiffres.

Le montage est celui de la figure 57, en mettant, après IC_2, un troisième circuit HEF 4527. Les trois entrées horloges (9) des circuits sont commandées ensemble par les impulsions d'entrée, le troisième circuit étant commandé par le second exactement comme, sur la figure 57, IC_2 est commandé par IC_1.

La décade du premier circuit avancera d'une position à chaque impulsion d'horloge, celle du second toutes les dix impulsions, celle du troisième toutes les cent impulsions.

Là encore, nous retrouverons la disposition paradoxale des trois chiffres binaires de M. Celui des centaines doit être appliqué sur les entrées A, B, C et D du circuit IC_1 (celui dont la décade avance d'une position par top d'horloge, et que l'on doit donc nommer « décade des unités »).
Le chiffre des unités de M sera appliqué, sous forme décimale codée binaire, sur les entrées A, B, C et D du circuit IC_3, celui dont la décade avance d'une position toutes les cent impulsions d'horloge.
Si l'on veut obtenir, par exemple, 735 impulsions de sortie pour 1 000 tops d'horloge, on appliquera le chiffre 7 (A = B = C = 1, D = 0) sur le circuit IC_1, le chiffre 3 (A = B = 1, C = D = 0) sur les entrées de IC_2. Le chiffre 5 (A = C = 1, B = D = 0) sera programmé sur les entrées A, B, C et D de IC_3.

On pourrait faire encore plus

Le circuit HEF 4527 a encore d'autres possibilités, car nous n'avons pas utilisé, dans les montages décrits, les commandes de remise à zéro ou à neuf de la décade, ni la commande de Strobe, ni la sortie de l'état n° 9, ni la sortie S_1.
La description de toutes ces subtilités nous entraînerait trop loin, aussi nous bornerons-nous à évoquer l'utilisation de deux circuits HEF 4527 en « diviseur par P × Q ».
Pour cela, nous utiliserons un premier circuit pour nous donner, pour chaque train de dix impulsions d'horloge, P impulsions de sortie (P étant compris entre 1 et 9), et nous connecterons la sortie S_2 du premier à l'entrée horloge (9 du second).
Si ce second circuit est programmé, sur ses entrées A, B, C et D, pour donner, pour chaque train de dix impulsions d'horloge, Q impulsions de sortie (Q étant compris entre 1 et 9), nous aurons, en sortie du second, P × Q impulsions pour cent tops d'horloge appliqués au premier.
On voit la différence avec le montage de la figure 57, qui nous permet d'avoir, pour cent impulsions d'horloge, un nombre d'impulsions égal à : 10 P + Q, si l'on applique la programmation P sur le premier circuit, Q sur le second.

La multiplication préalable

Si nous revenons au cas du calculateur de prix d'essence, il se peut que l'emploi des circuits du type HEF 4527 nous conduise à une cadence moyenne (on ne peut parler de « fréquence » au sens clas-

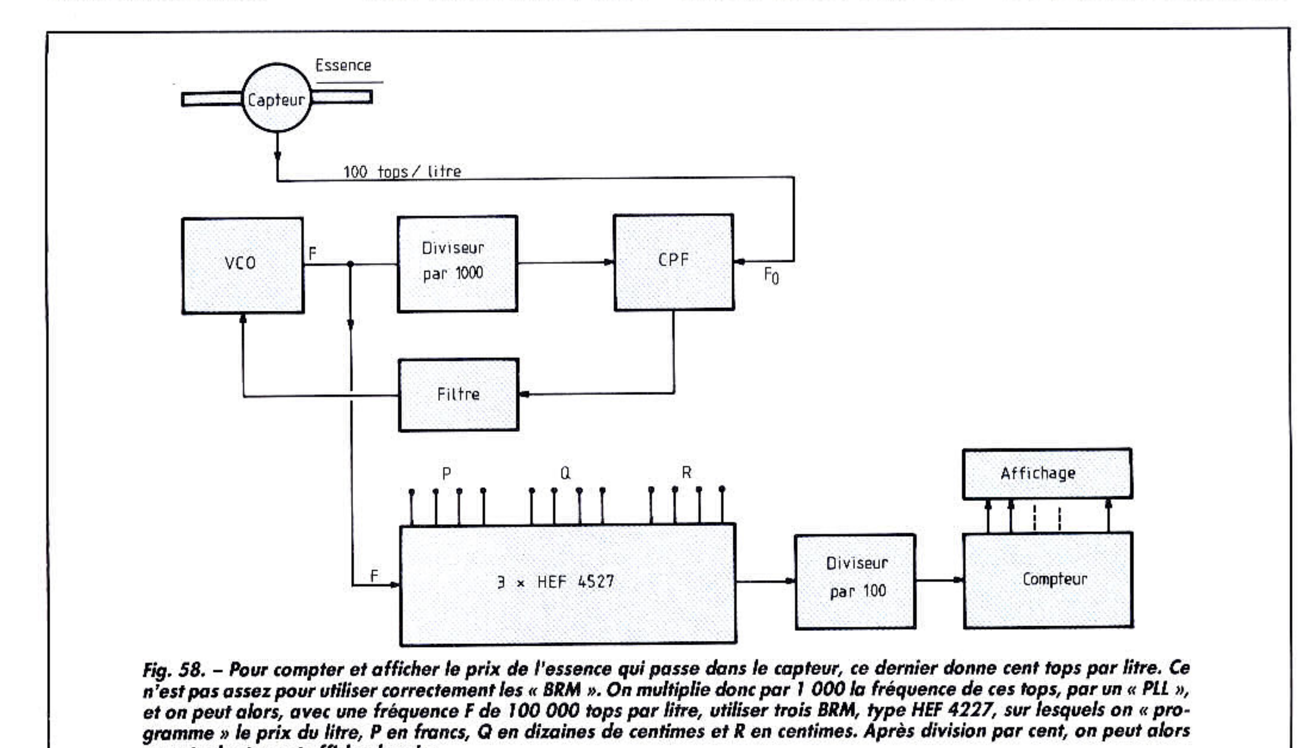


Fig. 58. – Pour compter et afficher le prix de l'essence qui passe dans le capteur, ce dernier donne cent tops par litre. Ce n'est pas assez pour utiliser correctement les « BRM ». On multiplie donc par 1 000 la fréquence de ces tops, par un « PLL », et on peut alors, avec une fréquence F de 100 000 tops par litre, utiliser trois BRM, type HEF 4227, sur lesquels on « programme » le prix du litre, P en francs, Q en dizaines de centimes et R en centimes. Après division par cent, on peut alors compter les tops et afficher le prix.

sique du mot) trop basse pour les signaux de sortie.

Par exemple, si le capteur placé sur la conduite d'essence nous donne cent tops par litre, comme on veut pouvoir ajouter le prix du litre au centime près (c'est-à-dire sur trois chiffres), il nous faudra un ensemble de trois circuits HEF 4527 pour le faire. Le compte précis ne sera vrai, alors, que tous les 1 000 tops d'entrée, soit tous les 10 litres, ce qui ne peut être admis.

Comment s'en tirer ? Tout simplement en utilisant un circuit « PLL » pour multiplier par 1 000, par exemple, la fréquence des tops délivrés par le capteur. Nous réaliserons le montage de la figure 58.

Nous pourrons alors, en appliquant les tops du capteur en F_0, disposer en F de 100 000 tops par litre.

Ce signal F est appliqué à un ensemble de trois circuits HEF 4527, sur lesquels nous avons programmé en P le chiffre des francs par litre, en Q celui des dizaines de centimes, en R celui des centimes.

Pour chaque centième de litre (un top de capteur), nous aurons mille impulsions appliquées au circuit à trois « BRM » (rappelons que le HEF 4527 se nomme « Bite Rate Multiplier » ou BRM). Il ressortira de cet ensemble de circuit :

$100 \times P + 10 \times Q + R$ tops

Autrement dit, la valeur sera vraie pour chaque centième de litre, ce qui est largement suffisant. Il n'y aura plus, ensuite, qu'à appliquer ce signal de sortie à un diviseur par 100 pour avoir $100 \times P + 10 \times Q + R$ tops par litre.

Ces tops seront appliqués à un simple compteur décimal, qui affichera le nombre de centimes (trop grand) que nous devons payer.

En matière de conclusion

Nous avons donc vu, au cours de cette revue des méthodes de multiplication et de division des fréquences, de nombreuses applications intéressantes de ces techniques.

Il y aura certainement de nombreux lecteurs qui nous reprocheront d'avoir passé sous silence des quantités de choses, entre autres les multiplicateurs à varactors, les systèmes utilisés dans les synthétiseurs de fréquence, etc. Nous en convenons volontiers : le sujet est si vaste qu'on ne peut pas « tout dire ».

Notre but était seulement d'initier les lecteurs à ces techniques, pour lui donner envie d'en savoir plus. Avec les seuls circuits déjà décrits, les lecteurs pourront, nous l'espérons, résoudre bien des problèmes et se lancer dans des réalisations intéressantes. En effet, nous avons tenu à ne décrire que des réalisations utilisant des circuits que l'on peut trouver partout.

Les compteurs HEF 4518, le PLL HEF 4046 et le BRM du type HEF 4527 sont pratiquement disponibles chez tous les (bons) vendeurs de composants pour amateurs. En outre, ils ne sont pas coûteux.

L'électronique étant inépuisable, nous pensons qu'il est peut-être intéressant de parler maintenant de composants analogiques « bien connus » (peut-être pas autant qu'on le croit), à savoir les amplificateurs opérationnels.

Mais « this is another story », comme disait Rudyard Kipling, donc une occasion pour donner rendez-vous aux lecteurs dans un autre numéro du *Haut-Parleur*.

J.-P. OEHMICHEN

« Dolby modèle S »

Une version très perfectionnée des réducteurs de bruit pour cassettes, qui contribuèrent largement au renom mondial des Laboratoires Dolby

La cassette magnétique compacte, ou mini-cassette, est le support d'enregistrement le plus populaire et le plus largement répandu dans le monde entier, où elle occupe une position dominante depuis plusieurs années. En Angleterre, par exemple, il fut vendu aux alentours de 81 millions de cassettes préenregistrées, au cours de la seule année 1988 (presque 9 % d'accroissement sur l'année précédente) et le chiffre d'affaires réalisé, en ce seul secteur, dépasse largement les résultats cumulés des disques compacts et microsillons.
Un phénomène similaire s'observe aux Etats-Unis. Selon les chiffres publiés par des organismes commerciaux officiels, on estime à 455 millions le nombre des cassettes préenregistrées vendues, soit presque le double de celui des disques compacts et microsillons (234 millions), toujours pendant l'année 1988. Si l'on ajoute que le commerce des lecteurs et enregistreurs pour cassettes ne révèle aucun signe de fléchissement, on ne peut qu'en augurer un continuel accroissement du marché des cassettes préenregistrées.
Le réducteur de bruit Dolby, du modèle B, a largement contribué à faire de la minicassette un support d'enregistrement digne de la haute fidélité à l'échelle domestique. A l'époque où il apparut sur le marché (en 1970), il permettait une réduction du bruit résiduel de la bande magnétique très supérieur à ce que pouvait atteindre tout autre moyen, quel que soit le type de cette bande magnétique. Ajoutons encore que le traitement préliminaire du signal assurait une bonne compatibilité avec les plus simples appareils du domaine « grand public », ne disposant pas du décodeur nécessaire pour restituer correctement les cassettes précodées « Dolby B » (il fut d'ailleurs souvent observé que l'écoute de cassettes codées « Dolby B » paraissait plus agréable que celle des modèles courants).
Depuis lors, de très sérieux perfectionnements furent apportés, d'une part, aux bandes magnétiques, d'autre part, aux performances mécaniques et électromagnétiques des magnétocassettes, destinés aux usagers ainsi qu'aux appareils de copie des bandes préenregistrées. Ces améliorations s'introduisirent, pour la plupart, très progressivement, par petites étapes ; sans comparaison avec les 10 dB de réduction globale du niveau de bruit qu'apportait immédiatement « Dolby B ».
Toutefois, au début des années 1980, apparaissait une nouvelle électronique, conçue à l'intention des cassettes par les Laboratoires Dolby, dite « modèle C », qui autorisait globalement 20 dB d'atténuation du niveau de bruit d'un appareil « grand public ». Ce « modèle C », original à plusieurs égards, réduisait non seulement le bruit, mais améliorait aussi les performances générales du matériel, en limitant efficacement les possibilités de saturation du support magnétique aux fréquences les plus élevées, qu'il pouvait restituer. Toutefois, même si le codage « C » fut commercialement moins diffusé que celui du « modèle B » (les cassettes préenregistrées codées « Dolby C » furent fabriquées par quelques marques spécialisées), la solution proposée par le « modèle C » révélait la possibilité d'améliorer encore substantiellement les performances électro-acoustiques, d'un étroit ruban magnétique (3,81 mm) défilant à 4,75 cm/s. En conséquence, plusieurs millions d'appareils enregistreurs-lecteurs pour cassettes, équipés du réducteur de bruit « Dolby C », furent fabriqués à l'intention des amateurs d'enregistrements. Ajoutons encore que des artifices techniques conçus à l'intention du « modèle C » furent largement exploités par les productions ultérieures (beaucoup plus ambitieuses) des Laboratoires Dolby, en matière de réduction de bruit.

Un nouveau système

Le premier et principal résultat de ces recherches antérieures fut la mise au point, en 1986, de la méthode de traitement du signal « Spectral Recording », ou « SR », grâce à laquelle les Laboratoires Dolby permettaient aux magnétophones professionnels multipistes de tenir la dragée haute aux enregistreurs numériques, beaucoup plus onéreux (le succès du « SR » ne saurait être contesté ; car, à l'heure présente, près de 40 000 chaînes analogiques l'ont déjà adopté).
Cependant, depuis plusieurs années, les Laboratoires Dolby œuvraient avec acharnement à la conception d'un mode de traitement du signal (réducteur de bruit) adaptable au matériel grand public et capable de surclasser les performances pouvant s'obtenir des meilleures cassettes, codées selon la norme « C », restituées par les meilleurs lecteurs magnétiques. Le résultat de ces travaux est un système original, dérivant du « SR », dit type « S » dont les circuits électroniques, assez complexes, peuvent sans trop de difficulté se réaliser sous forme de circuits intégrés, qui seront, dans un proche avenir, disponibles pour les constructeurs de magnétocassettes, auxquels les Laboratoires Dolby accorderont des licences de fabrication.
A signaler déjà qu'il sera requis des appareils équipés « Dolby S » d'excellentes performances, du double point de vue mécanique et électromagnétique, afin d'être en mesure de concrétiser, auditivement, toutes les qualités potentielles des enregistrements, traités selon le procédé « Dolby S ».
Un facteur essentiel ayant orienté les travaux, au cours de la mise au point du procédé « Dolby S », fut d'en obtenir une excellente qualité sonore ; non seulement en conditions idéales de restitution mais aussi sans précautions spéciales, à l'échelle domestique. De même, le traitement du signal adopté fournira, avec une exemplaire fiabilité, des résultats impeccables, à partir de cassettes préenregistrées (musicales ou vocales), sans exiger de notables modifications de matériels professionnels, utilisés pour effectuer les copies commerciales.
Comme avec le réducteur de bruit « Dolby B », le traitement électromagnétique « Dolby S » garantit qu'une cassette, codée « S », peut être lue avec une qualité « acceptable », par un appareil sans décodeur, à la condition que le niveau de bruit de l'enregistrement original ne soit pas trop grand (exigence un peu superflue, car il est évident que seules de très bonnes bandes mères originales

seront utilisées). De même, la balance spectrale du signal codé autorise une bonne lecture, à partir d'un décodeur « Dolby B » (autrement dit, les Laboratoires Dolby ont tenu à la compatibilité du codage de type « S » avec leurs productions antérieures). Selon M. Stan Cossette, qui présenta le procédé « Dolby S » à la 89e convention de l'AES, en septembre 1990, à Los Angeles, l'absence de décodage se traduit surtout par une compression du message sonore restitué, qu'il considérait même partiellement avantageuse pour ceux qui écoutent surtout leurs cassettes pendant leurs déplacements automobiles (suppression garantie de toute modulation du niveau de bruit, donc aucun « pompage » à redouter).

Description technique sommaire

Le cœur du procédé de codage réducteur de bruit « Dolby S » est un nouveau circuit, dont les principes dérivent dans une assez large mesure de ce que créèrent les Laboratoires Dolby à l'intention du système professionnel « Spectral Recording » ou « SR », lequel jouit, nous l'avons déjà dit, d'une grande réputation parmi les spécialistes d'enregistrements musicaux ou cinématographiques, qui apprécient ses performances sonores, ainsi que sa grande sécurité d'utilisation, en raison des protections prévues, en particulier à l'égard de possibles saturations ou surmodulations.

Toutefois, le traitement « Dolby S » diffère assez nettement du type « SR ». Il s'inspire des principes du « SR », qu'il adapte aux propriétés spécifiques d'un étroit support d'enregistrement, défilant à faible vitesse ; dont le spectre de bruit diffère de celui des bandes magnétiques usuelles (relativement peu bruyant audessous de 400 Hz, il concentre l'essentiel de son énergie aux alentours de 5 à 6 kHz).

Un schéma-bloc des circuits du réducteur de bruit de type « S » fait ici l'objet de la figure 1.

Sa simplicité n'est qu'apparente, car elle n'attire pas l'attention sur les nombreux artifices, très ingénieux, qui optimisent les fonctions assumées par chacune des sections d'un ensemble d'une assez grande complexité.

Si nous en revenons aux principes, le type « S » exploite les mêmes idées que ses prédécesseurs.

1° La réduction subjective du niveau de bruit est obtenue par une compression préliminaire de la dynamique du signal (relèvement du niveau des faibles signaux, afin qu'il dépasse celui du bruit propre au support ; réduction de niveau des forts signaux, pour qu'ils ne saturent pas ce même support), avant qu'il ne soit enregistré.

D'où impérieuse nécessité, à la restitution, d'opérations compensatoires (expansion) pour retrouver la dynamique initiale.

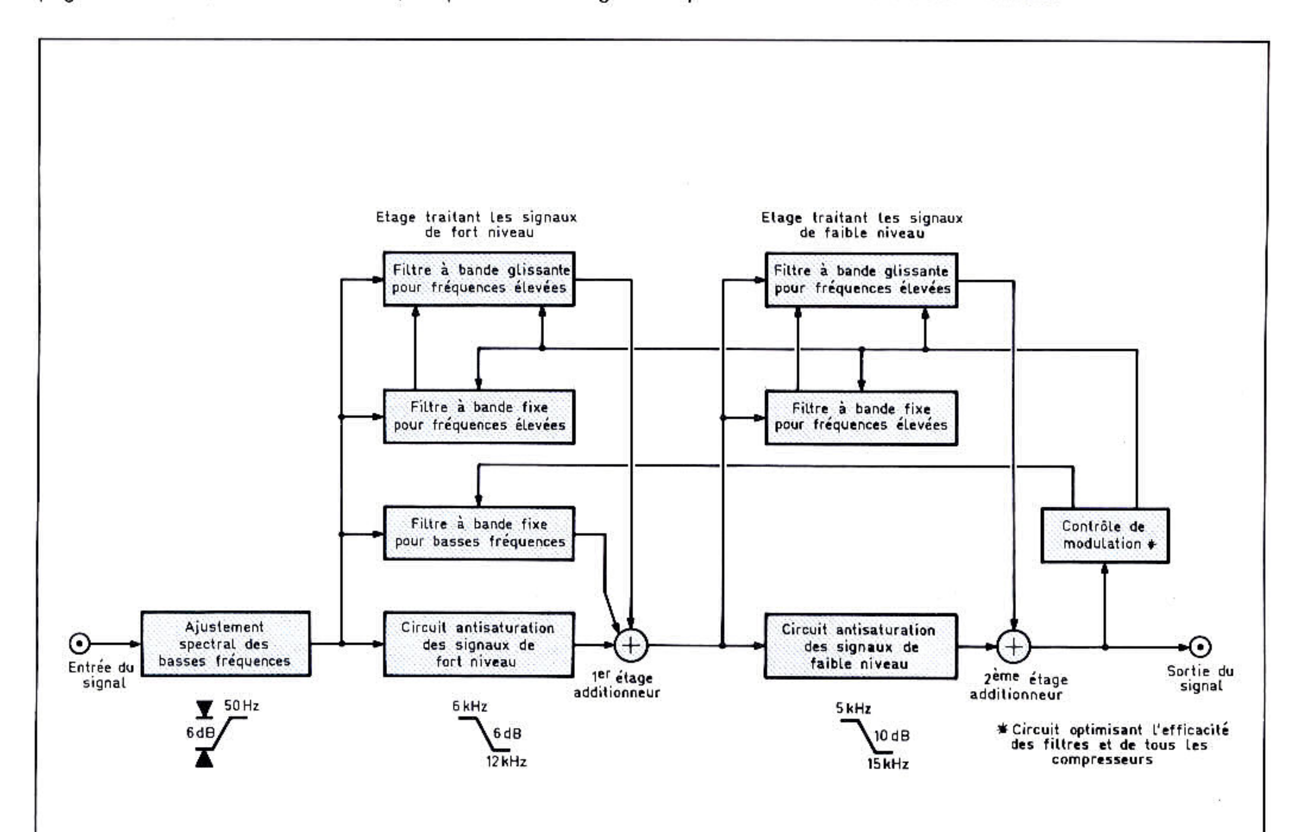


Fig. 1. – Synoptique de l'ensemble du réducteur de bruit « Dolby S ». Comparé à la figure 26, du n° 4 d'Audio Tech, consacrée au « Dolby SR » on reconnaît la parenté des deux conceptions. « Dolby S » reprend toutes les idées du « SR », en les simplifiant et les adaptant aux caractéristiques du bruit, propre à la bande magnétique des cassettes. On ne montre ici qu'un étage d'ajustement spectral, destiné aux fréquences basses. En fait, il en existe deux autres, intéressant les signaux transmis aux deux chaînes latérales, traitant les signaux de fort, puis de faible niveau. Le grand responsable de l'efficacité du réducteur de bruit est le module de « contrôle de modulation », qui optimise le fonctionnement des filtres et des compresseurs associés, afin de pallier les effets perturbateurs de « signaux dominants », capables de troubler le fonctionnement correct sur de larges plages de fréquences.

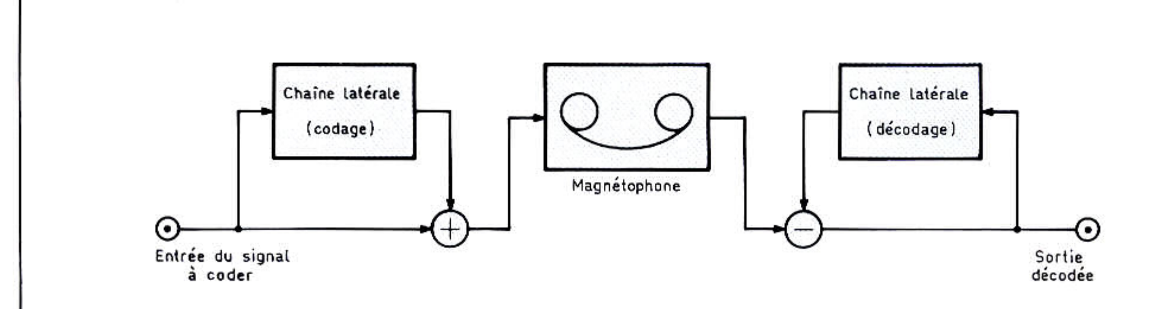


Fig. 2. – Idée très schématique de la méthode utilisée par les réducteurs de bruit Dolby. A l'entrée du signal, une fraction en est dérivée latéralement, pour être filtrée, puis soumise à des circuits l'amplifiant, selon une loi spécialement adaptée, avant d'être additionnée au signal initial ; d'où effet de compression (opération codage). Après lecture, le signal de sortie, soumis à un circuit latéral identique à celui de l'entrée (en principe), engendre un signal correcteur, que l'on retranche de celui obtenu par lecture brute pour retrouver le message initial (opération décodage). Ainsi travaille, en principe, le procédé différentiel, imaginé en 1965 par M. Ray Dolby, et toujours exploité par tous ses réducteurs de bruit.

2° La doctrine de l'intervention minimale sur le signal à traiter, défendue par Ray Dolby, depuis ses débuts dans le domaine des réducteurs de bruit ; donc remontant au type « A » de 1965.

Cela entraîne deux conséquences :

a) l'exploitation de l'effet de masque. Un signal intense rend inaudible, ou « masque », un léger bruit sous-jacent de fréquence voisine qu'il est inutile de modifier. Il est donc transmis sans modification ;

b) seule la fraction des signaux, justifiable du double traitement de compression-expansion, y sera soumis, mais par l'intermédiaire d'une chaîne latérale (fig. 2), inaugurant une méthode différentielle, selon Ray Dolby, depuis 1965. La compression s'opère (en simplifiant beaucoup) par amplification sélective d'une fraction particulière du message, de niveau insuffisant, que l'on ajoute, ensuite, au message principal (c'est le codage). Après lecture, pour l'expansion, la fraction suramplifiée est reconstituée à partir des éléments disponibles, afin d'être retranchée, et reconstituer l'original par rétro-action (c'est le décodage). On démontre qu'avec des circuits de codage et de décodage rigoureusement identiques, on reconstitue parfaitement le message initial (les mêmes composants sont souvent utilisés aux deux fins par plusieurs réalisations commerciales, portant le label Dolby) ; à la condition, toutefois, que l'entrée du circuit décodeur reçoive (soit en lecture directe par magnétophone, soit par l'intermédiaire d'une ligne de transmission) très exactement le même niveau que celui du message codé transmis. D'où nouvelle et non moins impérieuse nécessité de pouvoir exactement caler les niveaux « 0 dB » du codeur et du décodeur. A cet effet, les Laboratoires Dolby ont défini un niveau conventionnel, dit « 0 dB Dolby » (généralement inférieur d'une vingtaine de décibels à la saturation du support), et dotent leurs appareils d'accessoires, pour ajuster correctement le « 0 dB Dolby », aussi bien en codage qu'en décodage.

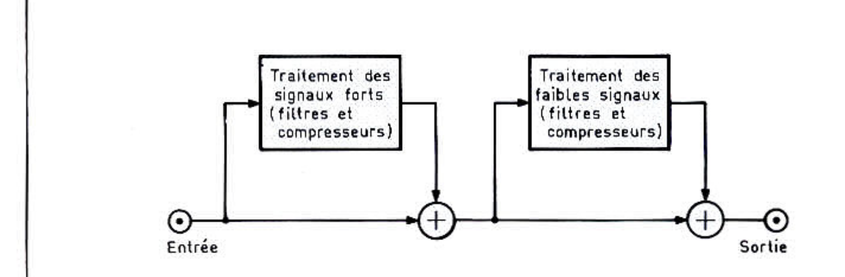


Fig. 3. – Principe du traitement décalé (en cascade) à deux niveaux : codage séparé des signaux forts, puis des signaux faibles (on le reconnaît aisément sur le synoptique de la fig. 1). Cette méthode, avec ses deux chaînes latérales successives, permet une compression supérieure du signal (jusqu'à 24 dB à certaines fréquences), sans perte de fiabilité au décodage. L'expérience montre que trop compresser, en une seule opération, est une opération souvent risquée.

La méthode n'autorise, pour être parfaitement fiable, qu'une compression limitée (par exemple, dans le rapport 2/1 ; c'est-à-dire loger dans 10 dB d'écart dynamique du message codé ce qui en occupait 20, avant traitement) qui s'avère insuffisante face à de brefs signaux intenses, auxquels les circuits conçus pour la très grande majorité des niveaux usuels, aussi bien musicaux que vocaux (environ 95 % du temps total) réagissent trop lentement, d'où danger de perturbations durant beaucoup plus longtemps que leur cause. En conséquence, depuis le « Dolby C » (donc pour « Dolby C, SR, S ») les Laboratoires Dolby trouvent avantageux de pratiquer le traitement différentiel (selon le principe de la fig. 2), séparément d'abord pour les fractions de fort niveau, ensuite pour les niveaux plus faibles (fig. 3). Il s'est révélé avantageux de traiter d'abord les forts niveaux qui occupent une part importante du spectre sonore (celle où l'oreille est la plus sensible) avec de non négligeables possibilités de saturation, et, aussi, parce qu'on peut en obtenir rapidement des signaux de commande mieux définis, pour déterminer même grossièrement le comportement de certains éléments variables, dont les filtres à bande glissante, déjà utilisés, pour « Dolby B » (1970) l'inverse se pratiquant

au décodage, par symétrie. Somme toute, Dolby exploite ce qu'il nomme une « action décalée à plusieurs niveaux », lui permettant de doser, selon les circonstances, un degré de compression, pouvant évoluer des environs de 10 dB audessous de 400 Hz, pour augmenter jusqu'à 24 dB, aux fréquences les plus élevées.

3° Les filtres sélecteurs : bande fixe et bande glissante. L'exploitation systématique de l'effet de masque, depuis « Dolby A », conduit à faire travailler les circuits compresseurs dans une bande assez voisine de celle des fréquences masquantes.
Pour « Dolby A », cela avait exigé de subdiviser le spectre sonore en quatre bandes, traitées séparément. Une solution lourde, passablement onéreuse, impossible à démocratiser. Pour « Dolby C », eu égard à la localisation spectrale du bruit et aux exigences commerciales (minimiser le coût), on avait beaucoup simplifié. Seules devaient être traitées les fréquences dépassant 400 Hz ; mais un simple filtre passe-haut n'eût pas été satisfaisant, face au danger représenté par ce que Dolby nomme un « signal dominant » intense et localisé à la limite inférieure de la bande de bruit, qui, en raison de son amplitude n'exigeant aucune compression, entraîne cette suppression d'intervention à toute la bande où il se situe.
Aussi, fut-il ingénieusement fait appel à un filtre passe-haut, dont la fréquence inférieure pouvait augmenter, donc glisser vers l'aigu ; autrement dit, fuir devant le signal dominant, et conserver l'efficacité du compresseur à la plus large bande possible polluée par le bruit (l'amplitude du glissement est déterminée par celle du « signal dominant »).
Cela fut suffisamment efficace, en dépit de son caractère un peu rudimentaire, pour assurer le succès mondial du « Dolby B » ; d'autant que l'intégration des circuits réduisait le prix de revient à quelques dollars.
« Dolby C » suivait l'exemple du devancier ; mais trouvait opportun de combiner deux filtres, l'un à frontière fixe, l'autre à frontière glissante. En fait, le véritable bénéfice de cette union devait se révéler avec la mise en service pour « Dolby SR » du procédé qu'en vocabulaire Dolby on nomme « action-substitution ». Il s'agit d'un artifice assez complexe coordonnant deux filtres en cascade et optimisant les réactions des compresseurs dans le même secteur fréquentiel ; un filtre à bande fixe est associé à un filtre à bande (ou frontière) glissante, d'une manière telle que prédomine toujours celui des deux filtres et compresseurs le mieux adapté aux circonstances, afin de maîtriser la perturbation liée au « signal dominant » et conserver l'efficacité maximale de réduction de bruit sur la plus large bande de fréquences. En fait, deux compresseurs sont ainsi couplés, chacun commandé, séparément, par l'amplitude du signal dominant (le mode de couplage sélectionne la meilleure combinaison).
Là encore, l'intégration des circuits a beaucoup simplifié la mise en œuvre de ce dispositif remarquablement conçu ; qui fut, certainement, l'une des innovations majeures du « Spectral Recording », ou « SR ».
Conséquence logique : le circuit intégré simplifiant l'exploitation de la méthode « d'action-substitution », il était naturel de l'étendre à « Dolby S », puisqu'il était demandé aux Laboratoires Dolby que le grand public profite de l'essentiel des progrès offerts au domaine professionnel ; donc simplifier « Dolby SR » et l'adapter aux propriétés particulières des supports magnétiques pour cassettes ; leur spectre de bruit diffère de celui des bandes défilant à grande vitesse (38 ou 76 cm/s), ils souffrent moins des effets de copie interspires, et aussi l'écoute domestique s'effectue habituellement à un niveau largement inférieur à celui que préfèrent les professionnels.
Comme il apparaît sur la figure 1, « Dolby S » n'a qu'un seul étage de traitement avec filtre à bande fixe pour le grave (frontière à 200 Hz) alors qu'il y en a deux pour « SR », avec chacun les deux filtres couplés (bande fixe et bande glissante, en « action-substitution »). Aux fréquences supérieures, « Dolby S » se contente de deux étages spécialisés respectivement pour forts et faibles niveaux, chacun avec double filtre et « action-substitution » ; alors que « Dolby SR » en exige trois. Ce ne sont pas les seules différences, mais il est déjà significatif que « SR » exploite exactement le double d'éléments hautement actifs que « Dolby S » (10 contre 5).

4° Mesures de sécurité. Deux techniques introduites par « Dolby C » sont évidemment à l'honneur avec « Dolby S », qui profite également de leur perfectionnement pour « Dolby SR ». L'une et l'autre consistent à modifier volontairement, pour l'enregistrement, le contenu spectral du message (on le rétablira, évidemment, à la restitution) pour le protéger à l'encontre de possibles erreurs de transmission, ainsi que de saturations inopportunes.
La première mesure protectrice est nommée « skewing » (en vocabulaire Dolby) ; elle vise l'atténuation de fréquences indésirables qui tendent à s'introduire, en raison d'imperfections du canal de transmission, entre enregistrement et lecture. Par exemple, des composantes à très basses fréquences, dues à d'imparfaits contacts entre bande magnétique et tête de lecture : le remède consiste ici à atténuer (6 dB/octave) les fréquences inférieures à 50 Hz. Autre souci, les magnétocassettes, d'origines diverses, révèlent de sérieuses différences de réponse aux fréquences les plus élevées. Or ces différences influent beaucoup sur les tensions élaborées à l'intérieur du décodeur pour commander les filtres en particulier et le degré d'expansion. La solution est évidemment d'atténuer volontairement à l'enregistrement les parties du spectre suraigu, qui pourraient perturber le travail de « Dolby S » (atténuation compensée en lecture).
Bien que cela n'apparaisse pas sur la figure 1, il existe de tels circuits correcteurs temporaires du spectre pour chacun des étages principaux du « Dolby S », à forts comme à faibles niveaux. Somme toute, le but poursuivi est de faire en sorte que les circuits dont le comportement dépend de l'intensité des signaux ne soient commandés que par la fraction du spectre où tous les magnétocassettes sont pratiquement identiques.
Le rôle des filtres antisaturation est évident : ils s'opposent aux surcharges du support magnétique, par atténuation des fréquences comprises entre 6 et 12 kHz pour la section traitant les forts niveaux ; puis entre 5 et 15 kHz pour les faibles niveaux.

5° Le centre de contrôle des modulations et d'optimisation. Il se trouve que les tensions directement élaborées pour commander les compresseurs ne sont pas absolument idéales ; surtout en présence de ces perturbateurs que sont les « signaux dominants », aux fréquences voisines des frontières d'un filtre (quelle qu'en soit l'espèce).
En raison de leur dominance, donc de leur amplitude, de tels signaux n'exigent aucune compression. Ils sont transmis sans modification ou, pour préciser, sans faire l'objet d'un quelconque gain positif.
Or si un tel « signal dominant » est voisin d'une frontière d'un filtre à bande fixe, il y pénètre partiellement et, du même coup, réduit pour toute la bande du filtre le gain maximal du compresseur ; donc, également, la réduction de bruit dont il serait capable. Si ce même perturbateur est proche de la frontière mobile d'un filtre à bande glissante, on sait que cette dernière s'en éloigne en augmentant sa fréquence, d'autant plus que la « dominance » est affirmée.
Résultat : tout un ensemble de fréquences supérieures à la « dominance » échappent au contrôle du filtre, et du même coup à toute possibilité bénéfique de compression. Consé-

quence : gain maximal en lecture, qui, s'appliquant aussi au bruit, ramène le fameux « pompage », que les réducteurs de bruit Dolby ont toujours été fiers d'éliminer.

Le remède consiste en une optimisation de la réaction des filtres et des compresseurs, face à un signal dominant ; dans le cas du filtre à bande fixe, on réduit son intrusion et, dans le cas de la bande glissante, le glissement de la frontière mobile est limitée au strict minimum.

Cette optimisation qui dérive du « SR » est dirigée par un module dit « contrôle de modulation », lequel avec l'appoint de la sélection « action-substitution » parvient à coincer un signal dominant, de part et d'autre, entre deux bandes de fréquences voisines, où les compresseurs demeurent efficaces.

C'est, de loin, la partie la plus complexe des circuits, exigeant davantage de composants, dont il est heureux qu'ils puissent sans trop de difficultés s'intégrer. Pour ses prototypes, Dolby utilise trois circuits intégrés, conçus par Sony (qui espère tout grouper en un seul circuit), et, si le succès de « Dolby S » se confirme, d'autres fabricants s'y intéresseront certainement.

Donc avec l'appoint d'une cassette à bande métal, non seulement on écarte le risque de modulation du bruit, mais on parvient à réduire de 10 dB le bruit résiduel aux basses fréquences et de 24 dB dans le registre aigu. Si l'on ajoute que les distorsions sont atténuées (réduction du niveau d'enregistrement et non-transmission des harmoniques), que l'on gagne quelques décibels supplémentaires de niveau enregistrable dans l'aigu (grâce à l'antisaturation) et que l'on arrive à augmenter considérablement l'aire de la fenêtre dynamique, au travers de laquelle « Dolby S » traduit le paysage acoustique (fig. 4). Finalement, la qualité sonore que l'on peut obtenir d'un excellent magnétocassette, équipé du réducteur de bruit « Dolby S », est entièrement

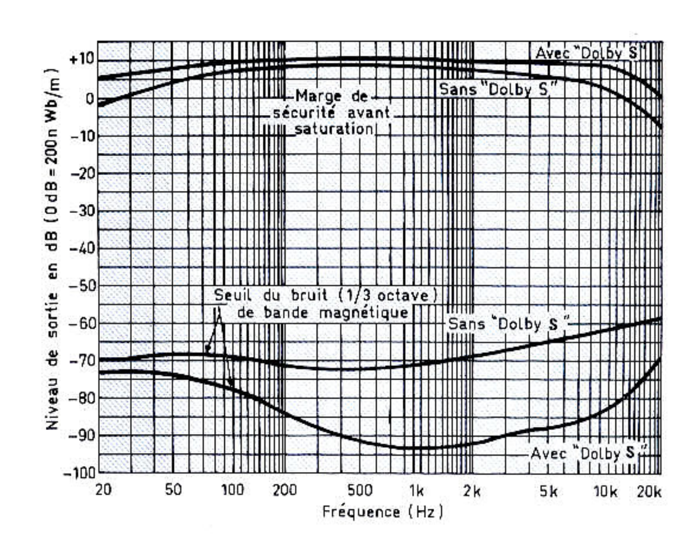


Fig. 4. – Mise en évidence graphique de l'accroissement des marges dynamiques autorisées par l'adjonction d'un réducteur de bruit « Dolby S » à un magnétocassette haut de gamme (vraisemblablement Pioneer CT91A) travaillant avec une bande métal (type IV) – signal enregistré 200 nWb/m, correspondant au 0 dB). Comme il a déjà été mentionné, l'effet de « Dolby S » se manifeste par une augmentation de la marge de sécurité aux forts niveaux, en raison de ses circuits antisaturation, dans le grave comme dans l'aigu ; mais l'amélioration la plus spectaculaire tient à l'abaissement du seuil de perceptibilité du bruit de bande. Par exemple à 10 kHz, la marge de sécurité s'est accrue de 6 dB avant saturation et de 21 dB quant au bruit ; d'où 27 dB d'augmentation possible de la dynamique d'un signal enregistrable à cette fréquence.

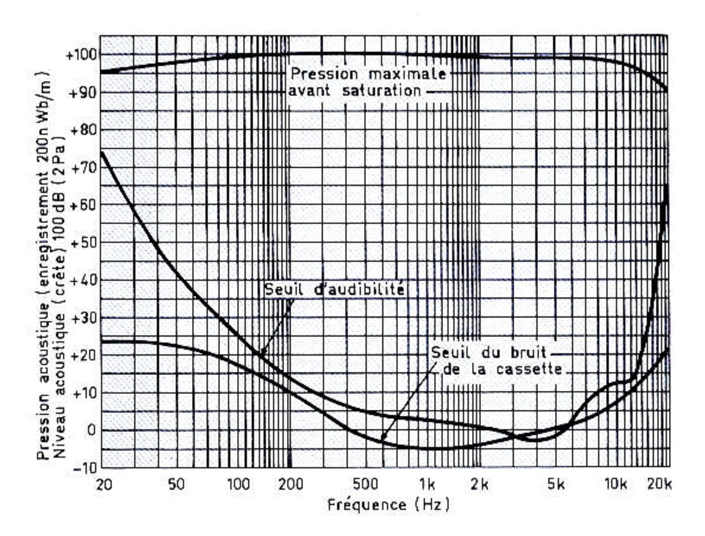


Fig. 5. – Cette figure superpose à la fenêtre dynamique, déduite de la figure 4 (on y attribue au signal maximal une pression acoustique maximale de 100 dB (2 Pa) pour sa restitution sonore), la courbe donnant le seuil de sensibilité auditive, selon Robinson et Dadson (1956). Puisque les bruits inférieurs au seuil d'audibilité ne sont pas perçus, il apparaît que « Dolby S » tient ses promesses avec des performances égalant pratiquement dans le domaine domestique celles de concurrents directs, tels disque compact et DAT.

comparable, à tous égards, à celle de tout autre procédé actuel, y compris le disque compact, tout en conservant les avantages pratiques inhérents aux cassettes (fig. 5).
Notons également que les avantages de la méthode de traitement du signal, inaugurée par « Dolby S » (il serait vain de nier qu'elle est une simplification du « SR »), peuvent étendre leurs bienfaits au-delà de la cassette, comme le démontre la récente adoption du « Dolby S » par d'aussi importantes firmes que Fostex et TEAC, pour leurs enregistreurs magnétiques semi-professionnels 24 pistes (modèles G24S et MSR24S, respectivement), travaillant sur bandes magnétiques de un pouce (25,4 mm) ; afin de les doter de performances auparavant impossibles aux enregistreurs multipistes, moins coûteux que les gros appareils des studios.

A propos de la copie des cassettes codées « Dolby S »

Il ne semble pas que la fabrication de cassettes codées « Dolby S » copiées à grande vitesse soit plus difficile que celle des précédentes, codées « Dolby B ou C », à condition de disposer d'excellentes bandes mères et du matériel de codage professionnel approprié. Les Laboratoires Dolby s'emploient activement à pourvoir des matériels adéquats quelques fabricants de cassettes préenregistrées. On espère, dans un très proche avenir, que des cassettes codées « Dolby S » seront disponibles et entreront directement en compétition avec le disque compact comme avec le DAT.

Aspects économiques et techniques

Il est assez évident que techniques et composants utilisés par « Dolby S » sont beaucoup plus complexes que pour « Dolby B » et « Dolby C ». Même si l'intégration des circuits les rend moins onéreux, il est tout aussi évident que la mise en œuvre de « Dolby S » sera sensiblement plus coûteuse que le furent « Dolby B ou C » ; d'autant qu'il sera davantage exigé des performances mécaniques des magnétocassettes (la perfection mécanique est toujours chère). En foi de quoi, il semble que les Laboratoires Dolby doteront d'abord du « Dolby S » des magnétocassettes appartenant au haut de gamme lesquels en raison de leur coût font l'objet d'une diffusion relativement limitée. Pour corser le tout, les Laboratoires Dolby ont décidé d'imposer de rigides normes mécaniques aux fabricants des appareils souhaitant équiper leurs magnétocassettes du réducteur de bruit « Dolby S ». Ces normes s'appliquent à l'élargissement de la bande passante, aux marges de sécurité électronique, face aux surcharges et aux distorsions ainsi qu'à la réduction du pleurage et du scintillement intéressant la perfection du défilement et, enfin, pour la première fois, est formulée une norme précise, relative au réglage de l'azimut des têtes magnétiques. Les magnétocassettes haut de gamme satisferont aisément, dans leur grande majorité, aux exigences des Laboratoires Dolby, mais il se pourrait que certains aient à revoir leurs techniques. Les magnétocassettes équipés « Dolby S » seront sans doute, pendant assez longtemps, parmi les plus coûteux. Les services commerciaux font grande confiance à l'intérêt croissant du public pour la qualité sonore et espèrent une clientèle suffisante. Ils ne se dissimulent pas, toutefois, un très important problème, tenant à l'attitude des fabricants de cassettes préenregistrées. Il est vain d'espérer qu'ils consentent à fabriquer deux versions d'une même bande mère : l'une codée « Dolby S », assurée d'une vaste diffusion, l'autre codée « Dolby S », réservée aux privilégiés. Les fabricants de cassettes préenregistrées font de nombreux essais relatifs à la compatibilité du codage « S », avec le codage « B ». Est-ce que cette compatibilité, « acceptable » selon Dolby, comblera les vœux de la clientèle ? La question demeure posée. Quoi qu'il en soit, il est déjà décidé que les constructeurs de magnétocassettes adhérant à « Dolby S » équiperont, en supplément, leurs appareils d'un décodeur « Dolby B » (précaution peu coûteuse), parant à toute éventualité. Il n'en reste pas moins que les avantages de « Dolby S » demeurent à l'enregistrement direct, et que l'on espère beaucoup des amateurs ou semi-professionnels, chasseurs de son ou musiciens (il est probable que l'exemple de Fostex et Teac incitera des concurrents à les imiter).
C'est dans le domaine purement domestique que l'avenir du « Dolby S » semble plus incertain. A titre documentaire, le plus récent numéro d'Audio (février 1991) consacre une longue étude au premier magnétocassette « Harman Kardon », modèle TD4800, équipé du réducteur de bruit « Dolby S » (il pèse près de 7 kg), dont le prix de vente proposé atteint 1 199 dollars (donc aux alentours de 6 000 de nos francs) ; une somme permettant, aux USA, d'acquérir également certains modèles de DAT. L'auteur, H.A. Robertson, le reconnaît, mais insiste sur l'obligation de ne comparer, entre eux, que des magnétocassettes ; et, là, il ne tarit pas d'éloges sur les performances de tous ordres du « TD4800 », avec des bandes magnétiques de diverses provenances, sur sa souplesse d'utilisation. Même avec des bandes de qualité moyenne, le réducteur de bruit demeure pleinement efficace. La seule question délicate concerne la compatibilité. Il existe aux USA quelques cassettes codées « Dolby S ». Restituées après décodage « Dolby S », résultats aussi parfaits que souhaitables. Lue avec décodages « Dolby C ou B », la compression prévue se manifeste. On remarque avec « B », comme avec « C », une remontée du niveau culminant en une large bosse vers 1 kHz, à partir du grave. Au-delà, après le maximum, le niveau tend à remonter avec « Dolby C » alors qu'il diminue avec « Dolby B ».
Selon M. Robertson, il est probable que la plupart des auditeurs toléreront la restitution de bandes codées « Dolby S » décodées « B ou C », mais il est plus douteux qu'ils « préfèrent ».
C'est là que se situe l'important aspect psycho-commercial du problème, lié, pour une très large part, aux réactions des fabricants de cassettes préenregistrées. « Dolby S » est une solution remarquablement ingénieuse, obtenant de l'étroite bande magnétique d'une cassette des résultats véritablement inespérés. Est-elle en mesure de s'assurer une large diffusion ? Il serait hasardeux de s'aventurer... laissons au proche avenir le soin de régler cette question.

R. LAFAURIE

Bibliographie

« A new analog recording process for consumer recording formats », par Stan Cossette (Dolby Laboratories) ; communication à la 89e convention de l'AES, septembre 1990.

« Introducing Dolby S Type Noise Reduction », par Kenneth Gundry et Joseph Hull ; dans « Audio », juin 1990.

Dolby S : « A signal processing system for a new generation of high quality cassettes », par Bob Megantz, Dale Learie et John Fischer ; dans « One to one » juillet/août 1989.

« Harman Kardon TD4800 Cassette Deck », par Howard A. Robertson ; dans Audio, *février 1991.*

« Inside track to Dolby S », dans Electronics World *et* Wireless World *janvier 1990, (étude très documentée non signée, certainement approuvée par Ray Dolby).*





réf. 04911

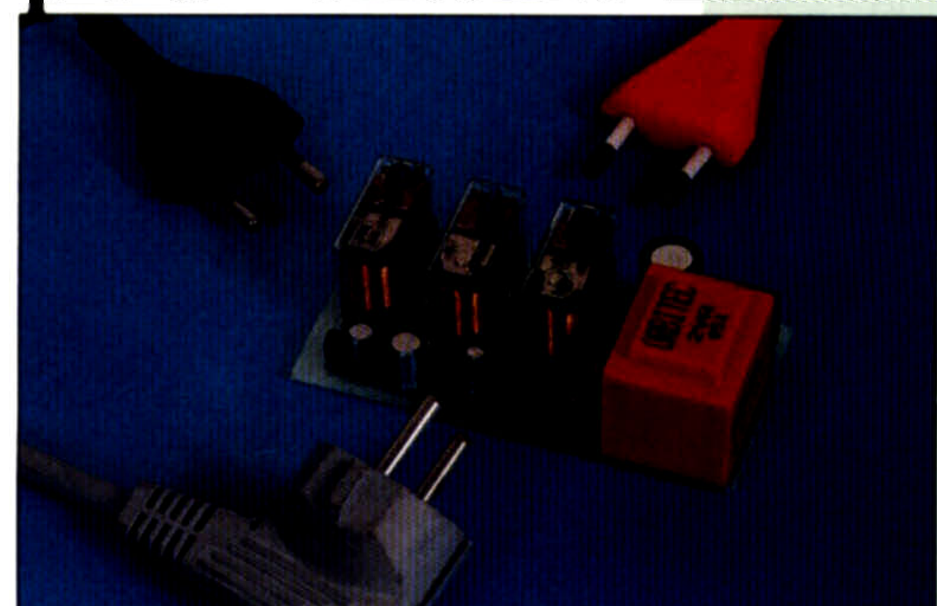
Starter automatique pour chaîne HiFi

A quoi ça sert ?

Le starter automatique que voici est destiné à mettre sous tension dans l'ordre convenable les divers éléments d'une chaîne d'amplification audio. Un exemple : vous avez mis l'ampli sous tension puis la table de mixage. Il y a de fortes chances pour que les enceintes reçoivent une tension continue dangereuse pour les haut-parleurs lors de cette opération. Le dernier élément à alimenter, c'est l'ampli... Opération inverse, bien sûr, pour l'extinction de la chaîne.

Le schéma

Le montage s'alimente sur le secteur à partir d'un transformateur 9 V. La tension est redressée en monoalternance et filtrée par deux condensateurs C_1 et C_2. La forte valeur de C_2 entraîne un maintien de l'alimentation lors de la coupure générale tandis que, avec 100 μF, C_1 n'assure qu'un retard minime. Le diagramme de fonctionnement montre l'action retardatrice : ligne Re_3. Chacun des relais est alimenté par un réseau RC dont le condensateur est utilisé pour retarder le collage des relais. Nous avons prévu un bref délai pour Re_3, un plus long pour Re_1 et un autre plus long encore pour Re_2. Voir le diagramme où le retard de Re_3 est pratiquement nul. Les diodes montées en parallèle sur les relais protègent les transistors et jouent un rôle retardateur (très faible) identique pour chaque relais. Celles câblées en parallèle sur les résistances R_1, R_3, R_5 déchargent le condensateur de temporisation une fois le secteur coupé, et permettent ainsi une remise sous tension dans l'ordre en cas de mises sous tension répétées à de brefs intervalles.



Réalisation

Le transformateur sera un modèle surmoulé de 2 VA, l'implantation est prévue pour un Orbitec, le circuit imprimé reçoit les modèles à un ou deux enroulements de 9 V. Le relais sera un modèle assez standardisé, 12 V à un ou deux inverseurs, le relais Re_2 a une implantation différente prévue pour couper éventuellement deux circuits, il suffira pour cela de couper le circuit imprimé entre les deux rangées. L'utilisation ? Couper les circuits de deux enceintes. Bien sûr, on utilisera ici un relais à double inverseur. Les autres circuits pourront couper le secteur. Nous avons simplement sorti les contacts afin que vous puissiez adapter le montage à votre installation, en toute liberté. La constante de temps peut être modifiée, on l'allonge en augmentant la valeur des condensateurs. Autre possibilité, remplacer les BC 238 C par des darlingtons dont le gain élevé permettra d'augmenter la valeur de R_3. Là, on aura intérêt à utiliser des condensateurs au tantale, à faible fuite.

Starter automatique pour chaîne HiFi

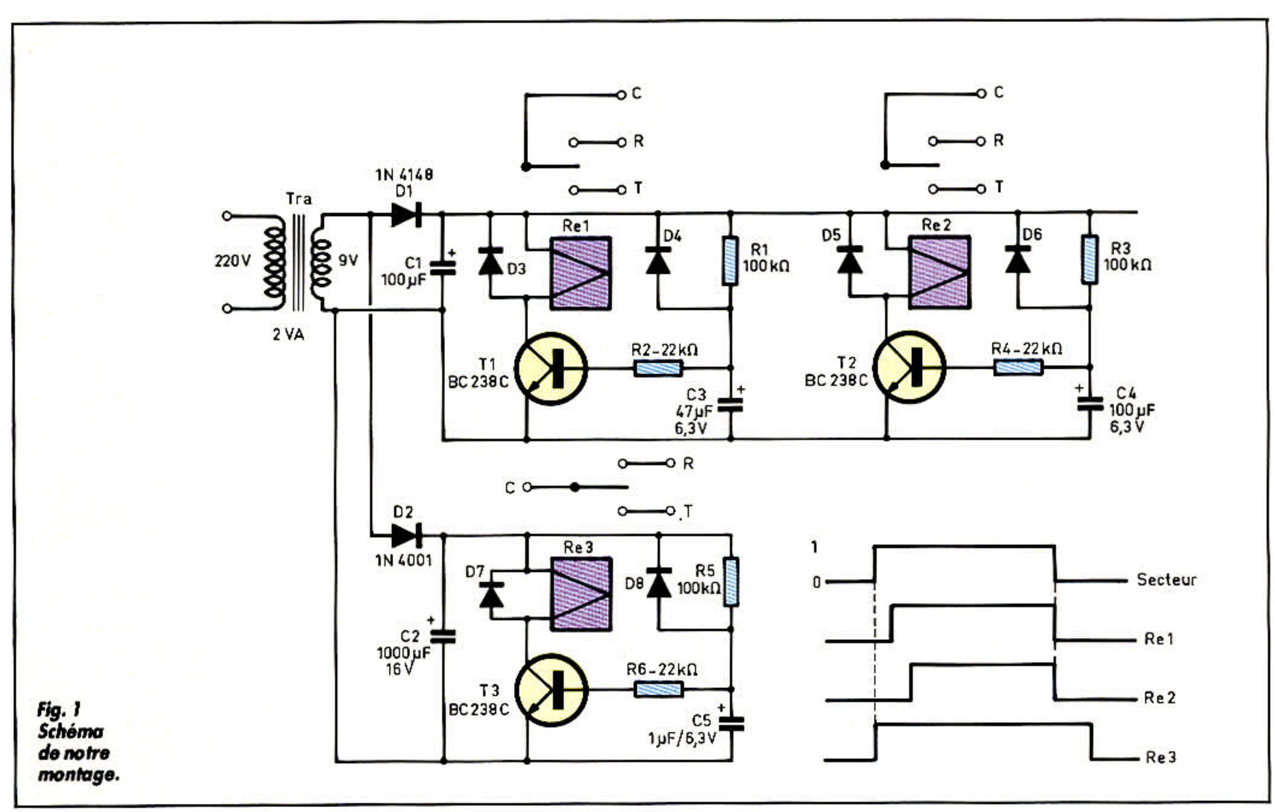


Fig. 1 ***Schéma de notre montage.***

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_3, R_5 : 100 kΩ
R_2, R_4, R_6 : 22 kΩ

Condensateurs

C_1 : 100 µF chimique radial, 16 V
C_2 : 1 000 µF chimique radial, 16 V
C_3 : 47 µF chimique radial, 6,3 V
C_4 : 100 µF chimique radial, 6,3 V
C_5 : 1 µF chimique radial, 6,3 V

Semi-conducteurs

T_1, T_2, T_3 : transistor NPN BC 238 C
D_1, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7, D_8 : diode silicium 1N4148
D_2 : diode silicium 1N4001

Divers

Re_1, Re_2, Re_3 : relais 12 V, V23037-A0002-A101 ou équivalent
Tra : transfo moulé 9 V ou 2 × 9 V, 2 VA Orbitec

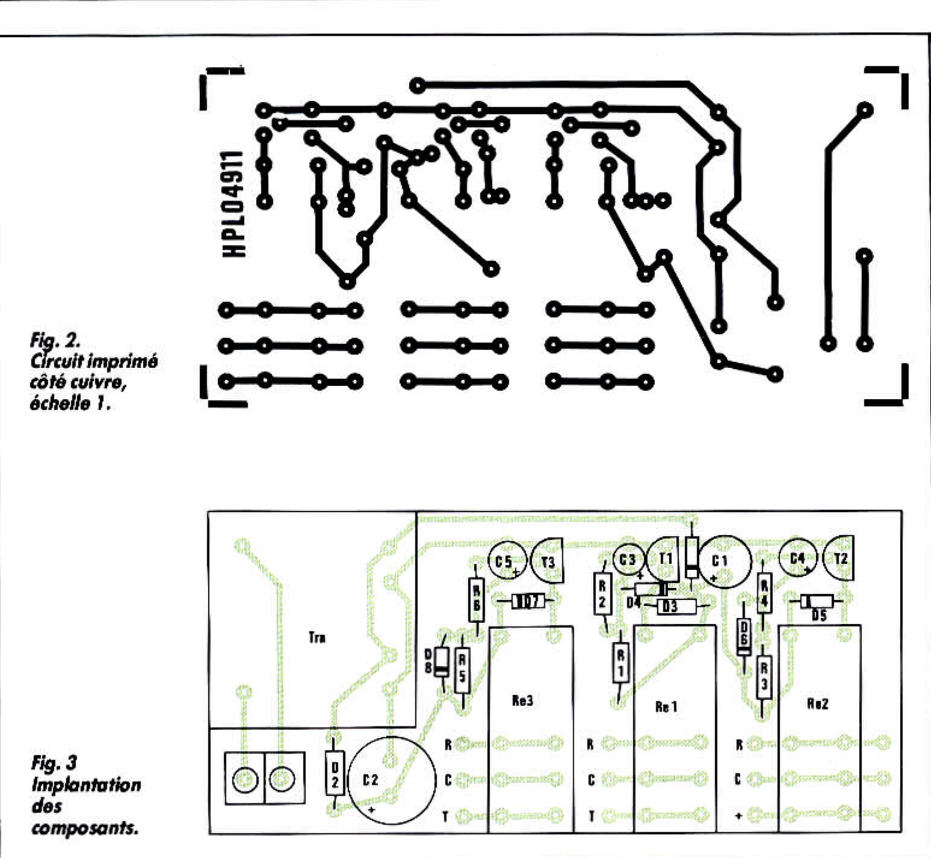
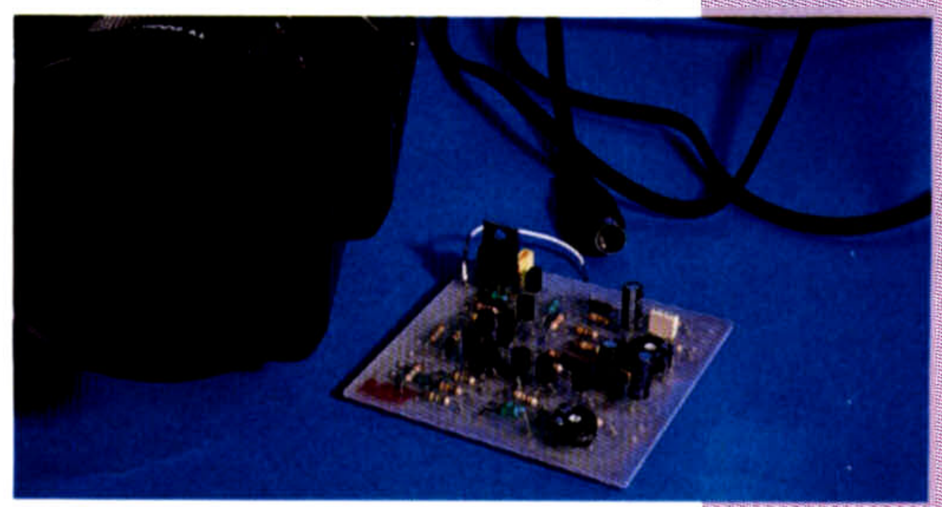


Fig. 2. ***Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.***

Fig. 3 ***Implantation des composants.***

Un distributeur vidéo 4 voies



A quoi ça sert ?

A distribuer de manière équitable et orthodoxe un signal vidéo, issu d'une source quelconque, vers par exemple quatre moniteurs TV ou quatre magnétoscopes, et cela sans perte de qualité du signal. En effet, la vidéo composite doit s'acheminer selon certaines normes : amplitude de 1 V crête à crête (du fond du top de synchro, au blanc), impédance de sortie et de charge de 75 Ω. Par ailleurs, ce montage permet de reconstituer un signal vidéocomposite à partir de deux signaux à composantes séparées (S-VHS ou Hi-8) et de le visualiser sur quatre moniteurs ou de le dupliquer sur quatre magnétoscopes PAL/Secam.

Le schéma

L'entrée du signal vidéocomposite s'effectue sur la résistance de 75 Ω. L'amplitude en est réglée par P_1, puis augmentée par l'ampli construit autour de T_1, T_2, T_3. On recueille sur le collecteur de T_3 un signal de 3 V crête à crête environ, appliqué à quatre adaptateurs d'impédance, ramenant l'amplitude à 2 V crête à crête à vide, et à 1 V crête à crête chargés par 75 Ω. La composante continue en sortie est réglable par P_2. On réglera au minimum, compatible toutefois avec un fonctionnement linéaire de l'ampli.

Le mélangeur Y/C vers composite utilise deux transistors montés en cascade. Cela permet de caler la valeur moyenne du signal de chrominance sur la valeur instantanée du signal de luminance, sans circuit supplémentaire d'alignement (nommé souvent « clamping » dans la littérature consacrée au sujet). Si l'on utilise cette partie du montage, il faut en relier la sortie (collecteur de T) à l'entrée du distributeur E', mais sans la résistance de 75 Ω, ni le potentiomètre P_1 (donc directement sur C_1).

Mise au point

Elle se résume au réglage des ajustables P_2 et P_1. Le premier doit être manœuvré pour obtenir environ 3,6 V_{cc} sur le collecteur de T_3. Le second de telle manière que l'amplitude du signal vidéo sur chacune des sorties atteigne 2 V crête à crête à vide. Le montage s'alimente en 9 V (prévoir 500 mA, à cause des adaptateurs d'impédance) directement ou par le biais d'un régulateur 7809 (TO220). Dans ce dernier cas, ne pas oublier que le montage consomme du courant et ne pas excéder 13 V à l'entrée du régulateur, sous peine de surchauffe de ce dernier.

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_{16}, R_{22} : 68 Ω
R_2 : 4,7 kΩ
R_3, R_6 : 1 kΩ
R_4, R_5 : 100 Ω
R_7, R_{23}, R_{24} : 470 Ω
R_8, R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15} : 150 Ω
R_{17} : 680 Ω
R_{18}, R_{21} : 10 kΩ
R_{19} : ,17 kΩ
R_{20} : 2,7 kΩ

Condensateurs

C_1, C_3 : 2,2 µF chimique/10 V
C_2 : 10 µF chimique/10 V
C_4 : 47 nF MKT 5 mm
C_5, C_6 : 100 nF MKT 5 mm

Semi-conducteurs

T_1, T_2, T_4, T_5, T_6, T_7, T_8, T_9 : BC 547 B
T_3 : BC 557 B
IC_1 : 7809 (boîtier TO 220)

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable 1 kΩ log
P_2 : potentiomètre ajustable 4,7 kΩ

Un distributeur vidéo 4 voies

Fig. 1. – Schéma de notre montage.

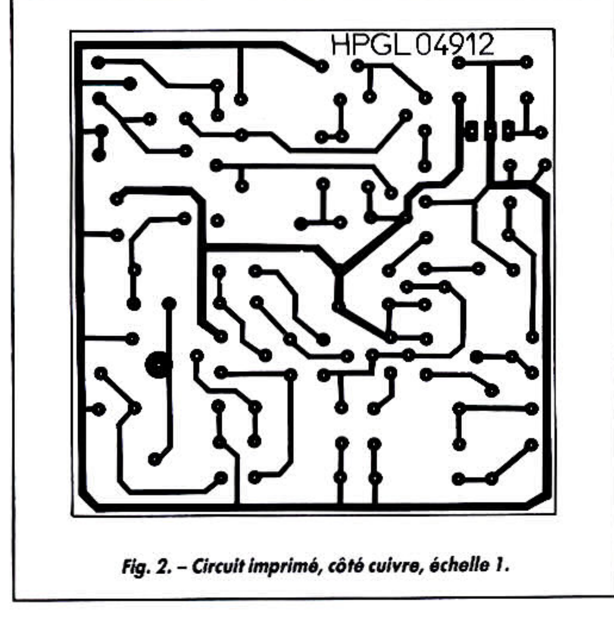


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

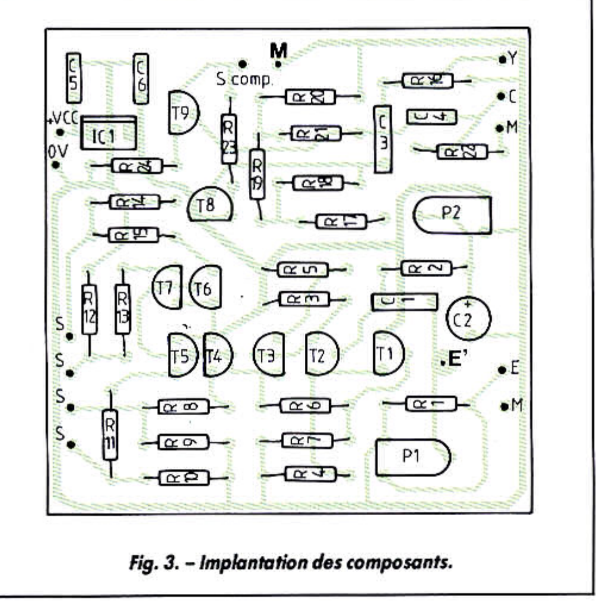


Fig. 3. – Implantation des composants.



Réalisation



réf. 04913

Modulateur de lumière psychédélique (1) : entrée et filtrage

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_2, R_{10} : 22 kΩ
R_3, R_9, R_{11} : 100 kΩ
R_4, R_7, R_8, R_{13} : 10 kΩ
R_5, R_6 : 470 kΩ
R_{12} : 4,7 kΩ
R_{14} : 220 kΩ

Condensateurs

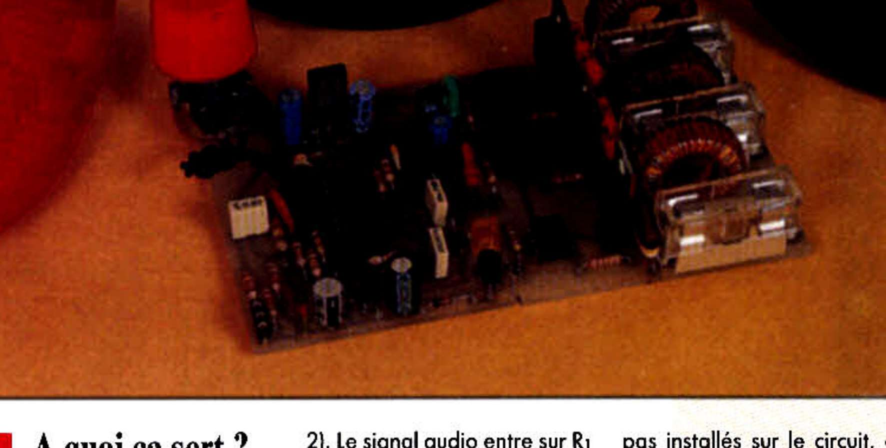
C_1 : 200 nF MKT, 5 mm
C_2, C_3 : 470 pF céramique
C_4 : 47 nF céramique ou MKT, 5 mm
C_5 : 15 nF MKT, 5 mm
C_6 : 47 µF chimique radial, 3 V
C_7 : 3,3 nF MKT, 5 mm
C_8 : 2,2 µF chimique radial, 3 V
C_9, C_{10} : 10 µF chimique radial, 3 V
C_{11}, C_{12} : 10 µF chimique radial, 16 V

Semi-conducteurs

CI_1 : circuit intégré LM 324
CI_2 : circuit intégré 78M05 (ST)
D_1 : diode électroluminescente rouge, 3 mm
D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7 : diodes silicium 1N4148
D_8, D_9, D_{10} : diodes électroluminescentes rouge, verte, jaune
T_1, T_2, T_3 : transistor NPN BC 238

Divers

P_1, potentiomètre 1 MΩ, éventuellement : 3 potentiomètres de 10 kΩ



A quoi ça sert ?

Nous avons déjà eu l'occasion de présenter un modulateur de lumière psychédélique, alimenté directement par le secteur et avec entrée par micro. Ici, le modulateur se branche sur une sortie audio, chaîne HiFi ou table de mixage. Bien sûr, elle est isolée du secteur. Sécurité oblige.

Le schéma

Nous avons divisé le montage en deux parties : un circuit de filtrage et de commande et un « bloc de puissance » (partie 2). Le signal audio entre sur R_1 et R_2, où s'accomplit le mélange des deux voies. Le potentiomètre P_1 ajuste le gain de l'étage d'amplification. Le filtre de séparation des diverses fréquences utilise un passe-haut et un passe-bas, pour le médium, le filtre travaille par différence, une méthode économique et efficace. Le filtre d'aigu a été aménagé pour disposer d'un gain plus important compte tenu de l'amplitude des composantes aiguës dans la musique. Les potentiomètres de réglage d'amplitude relative des trois voies sont facultatifs et ne sont pas installés sur le circuit, on pourra éventuellement les remplacer par des cavaliers mais sans possibilité de réglage de niveau. Le signal audio est détecté par les diodes D_2, D_3 et D_4 et envoyé vers les bases des transistors T_1 à T_3. Les diodes D_5, D_6, D_7 servent à remonter le seuil de détection, le couplage des étages étant continu. Les diodes D_8, D_9 et D_{10} permettent de constater le fonctionnement du circuit, on pourra tester cette partie en insérant une résistance entre le + et l'anode de la diode. Sans tension d'entrée, un faible cou-

Modulateur de lumière psychédélique : entrée et filtrage

Fig. 1 Schéma de notre montage.

rant circule dans les diodes (environ 0,25 mA. La polarisation des circuits intégrés est confiée à une diode électroluminescente rouge, qui donne une tension de 1,5 V environ, cette diode ne s'allume pratiquement pas.

Réalisation

Le circuit intégré sera monté sur un support, on respectera la polarisation des condensateurs, des diodes et autres éléments. Il n'y a pas de difficulté particulière dans cette réalisation. L'alimentation se fait par une tension de 12 V (transfo 9 V, redresseur et condensateur de 1 000 µF 16 V). Attention au sens du régulateur, la référence du circuit intégré CI_2 sera orientée vers l'extérieur.

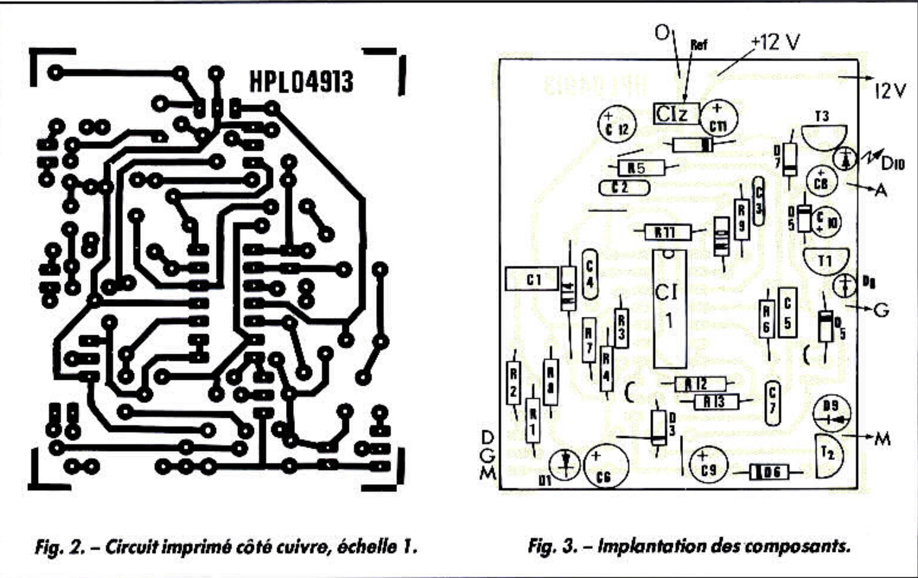


Fig. 2. – Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

Fig. 3. – Implantation des composants.

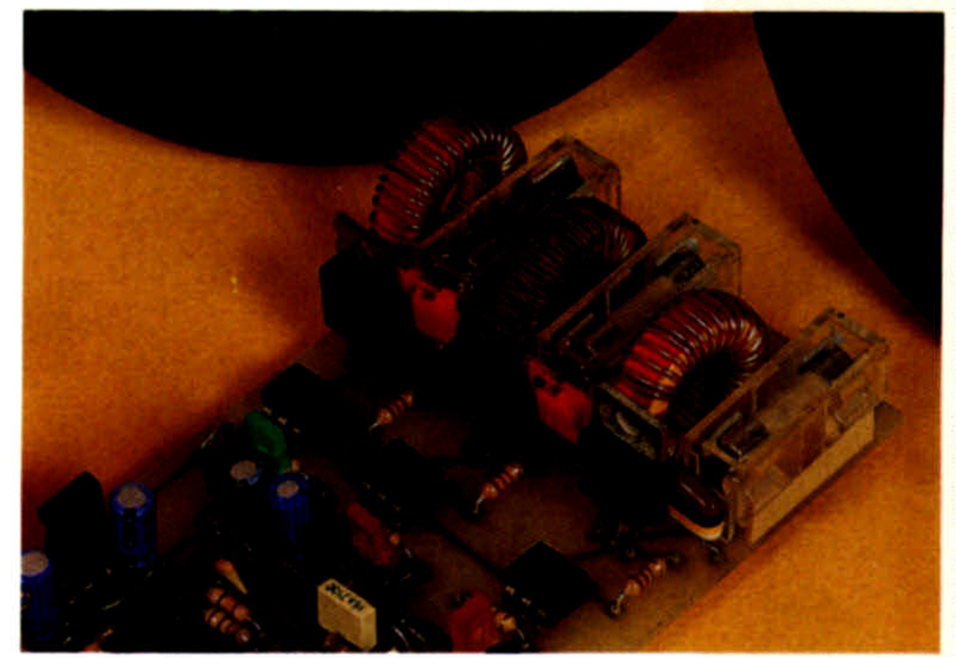
Modulateur psychédélique (2) Bloc de puissance

A quoi ça sert ?

Cette section concerne la partie puissance du modulateur de lumière. On y trouvera trois circuits identiques chargés de commander les ampoules de couleur alimentées par le secteur.

Le schéma

Bien sûr, il comporte trois parties identiques. La commande des triacs est confiée à des photocoupleurs à triac intégré qui assureront l'isolement par rapport au secteur. Les résistances R_1, R_3, R_5 limiteront le courant dans la diode de commande aux environs d'une dizaine de milliampères. Toutes les anodes des diodes seront reliées ensemble et aboutiront au + 12 V. Le photocoupleur utilisé ici est un MOC 3021 proposé par Motorola et pas mal d'autres fabricants. On pourra aussi adopter un autre photocoupleur plus sophistiqué, comme le MOC 3041 qui comporte un circuit de synchronisation avec le secteur. Ce circuit évite un déclenchement du triac en dehors du zéro et, de ce fait, évite l'emploi de filtres antiparasites. Le filtrage est ici assuré par des tores prévus pour l'antiparasitage des triacs. On prendra un modèle adapté à l'intensité que l'on demande aux triacs ; la valeur de l'inductance est indicative. Un condensateur (400 V) complète le circuit d'antiparasitage. Le triac est un classique, 4 à 6 A, il supportera 400 V. Une protection est assurée par un fusible rapide.



Réalisation

Les trois circuits sont identiques. On fixera les tores par une colle silicone ou au pistolet à colle. Attention, il ne devra pas toucher le porte-fusible. Pour plus de sécurité, ce dernier sera équipé d'un capot isolant. L'essai de ce circuit peut se faire simplement en appliquant une tension de 12 V entre le plus et les points A, G ou M, la lampe doit alors s'allumer. *Attention, une partie du montage est sous tension secteur*, il sera donc bon de prendre quelques précautions lors de la manipulation.

Les triacs seront de préférence de type isolé, ce qui peut se vérifier à l'ohmmètre en plaçant les pointes de test entre le radiateur et la broche centrale. L'aiguille ne doit pas dévier. Le bloc de puissance sera relié au circuit de commande. Le faible courant de repos qui traversera la diode du photocoupleur ne suffit pas, en principe, à commander l'allumage. Eventuellement, on ajoutera, côté cuivre, une résistance de 1 000 Ω entre les bornes 1 et 2 du photocoupleur. ■

Modulateur psychédélique (2) Bloc de puissance

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_3, R_5 : 680 Ω
R_2, R_4, R_6 : 220 Ω

Condensateurs

C_1, C_2, C_3 : 0,22 µF 400 V 10 mm

Semi-conducteurs

Ph_1, Ph_2, Ph_3 : photocoupleurs MOC 3021 ou 3041
Tr_1, Tr_2, Tr_3 : triacs 400 V, 6 A, isolé

Divers

L_1, L_2, L_3 : inductance de filtrage pour triac, 2 A
F_1, F_2, F_3 : porte-fusible 5 × 20 pour circuit imprimé avec fusible rapide 5 A

Fig. 1. – Schéma de notre montage.

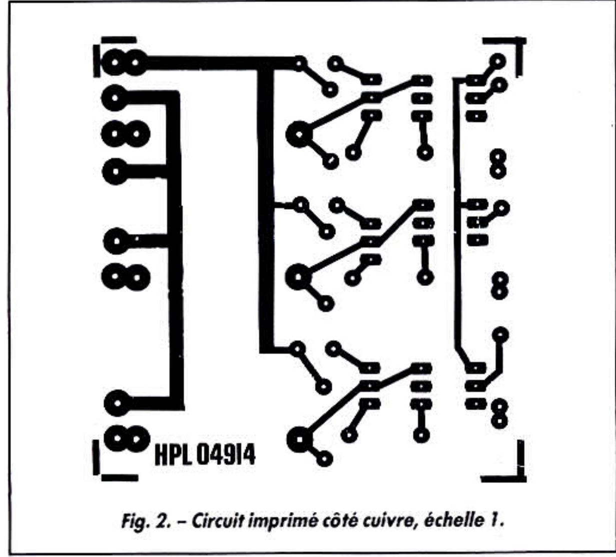


Fig. 2. – Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

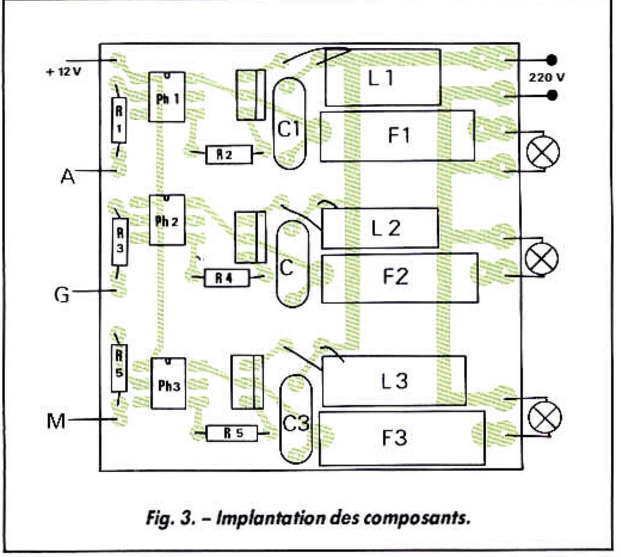


Fig. 3. – Implantation des composants.

flash

Réalisation



réf. 04916

Attente musicale synthétisée

A quoi ça sert ?

Il y a quelque temps de cela, nous vous avons proposé une attente musicale téléphonique utilisant un mini-récepteur FM, permettant ainsi à vos correspondants de patienter en écoutant la radio. Le montage d'aujourd'hui est également une attente musicale mais synthétisée, c'est-à-dire qu'il génère lui-même 16 mélodies (très connues) qu'il enchaîne automatiquement pendant que votre correspondant patiente. Sa très faible consommation permet de l'alimenter directement par le réseau téléphonique, ce qui est particulièrement intéressant puisqu'il n'est plus nécessaire de se soucier de l'état de quelconques piles.
En outre, afin d'assurer une qualité de couplage optimale à la ligne téléphonique, notre montage injecte directement ces signaux sur celle-ci. Auditivement, l'effet est excellent, et l'on se croirait en face d'un standard électronique ultra-moderne.



Le schéma

Le schéma est fort simple grâce à l'utilisation d'un circuit que vous devez déjà connaître si vous êtes un fidèle lecteur de cette série de montages « flash » : l'UM 34811. Ce circuit contient en effet tous les éléments nécessaires pour générer les 16 mélodies annoncées. Il est en outre équipé d'une circuiterie logique adéquate, propre à lui faire jouer les mélodies une à une ou enchaînées comme cela va être le cas ici.
Ce circuit s'alimente sous une tension comprise entre 1,5 et 3 V. Nous l'avons fixée à 2 V grâce à la LED verte LED1 qui sert donc tout à la fois de stabilisateur de tension et de témoin de mise en attente.
La cellule R-C connectée sur la patte CE de l'UM 34811 génère une remise à zéro automatique de la logique du circuit à la mise sous tension et, compte tenu du mode de connexion de ses autres entrées de commande, provoque le démarrage d'un cycle continu. Le circuit joue donc successivement les 16 mélodies qu'il connaît et recommence au début si l'attente n'est toujours pas terminée.
La sortie du préamplificateur contenu dans l'UM 34811 commande un étage « de puissance » constitué d'un seul et unique transistor dont la fonction est de moduler le courant de ligne téléphonique.
Le potentiomètre P_1 permet de doser ce taux de modulation, et donc le volume sonore de l'attente musicale.
Afin de pouvoir être connecté dans n'importe quel sens sur la ligne téléphonique dont la polarité change selon que l'on est appelant ou appelé, un pont de 4 diodes se charge de la connexion automatique correcte du montage.

La réalisation

Aucune difficulté de réalisation n'est à craindre avec ce montage fort simple. Seul l'UM 34811 peut vous causer quelques problèmes d'approvisionnement *
Une fois le circuit imprimé câblé et vérifié, le montage peut être placé dans le boîtier de votre choix. Il sera relié à la ligne téléphonique par une prise gigogne et *via* un interrupteur.
L'utilisation est fort simple et évidente. En temps normal, l'interrupteur est en position

Attente musicale synthétisée

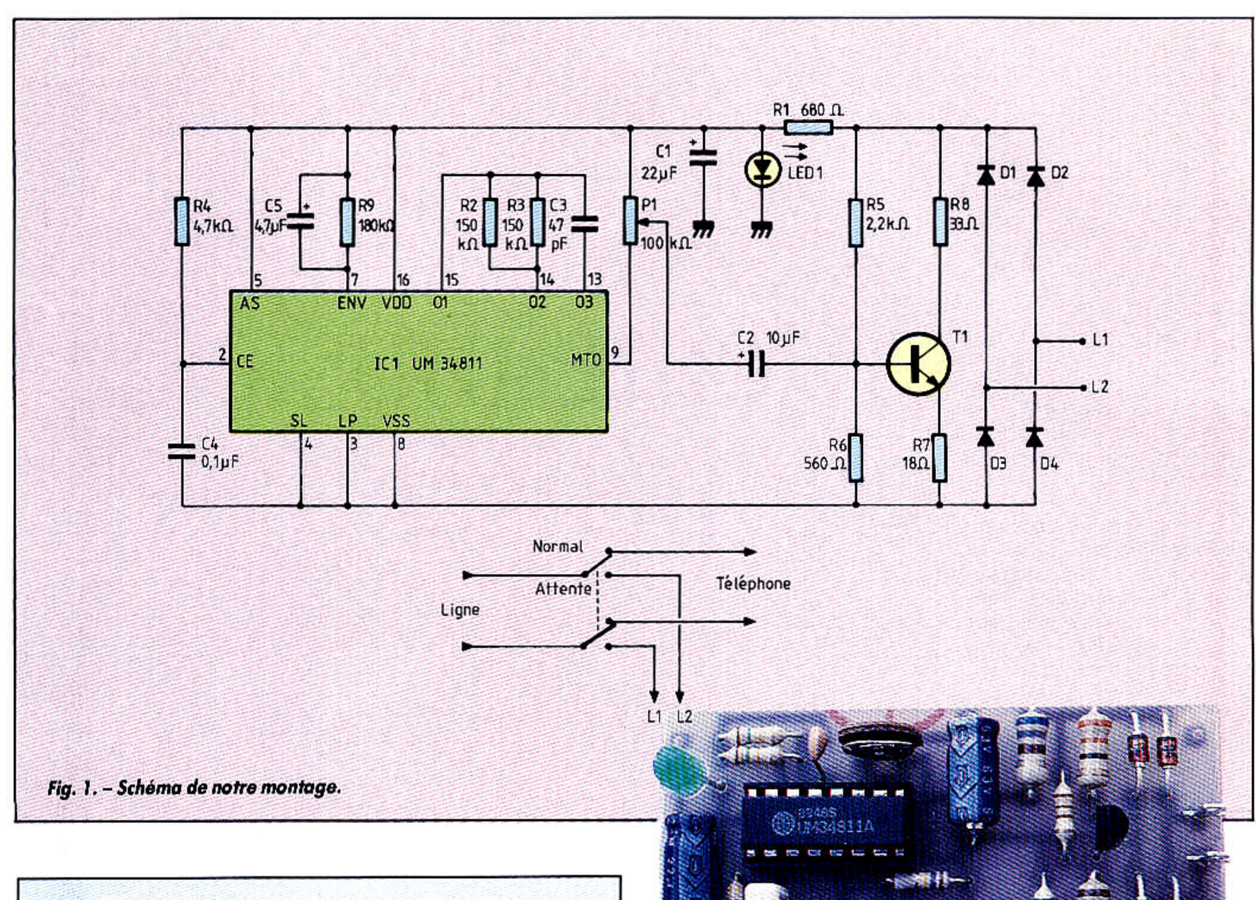


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

Nomenclature des composants dans l'attente musicale

Semi-conducteurs

IC_1 : UM 34811
T_1 : BC 547, 548, 549
D_1 à D_4 : 1N4001 à 1N4007
LED1 : LED verte

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 680 Ω
R_2, R_3 : 150 kΩ
R_4 : 4,7 kΩ
R_5 : 2,2 kΩ
R_6 : 560 Ω
R_7 : 18 Ω
R_8 : 33 Ω
R_9 : 180 kΩ

Condensateurs

C_1 : 22 µF 10 V
C_2 : 10 µF 25 V
C_3 : 47 pF céramique
C_4 : 0,1 µF mylar
C_5 : 4,7 µF 25 V

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable pour CI, modèle debout, 100 kΩ

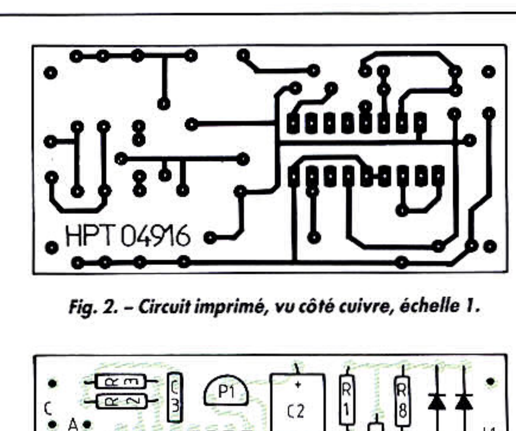


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

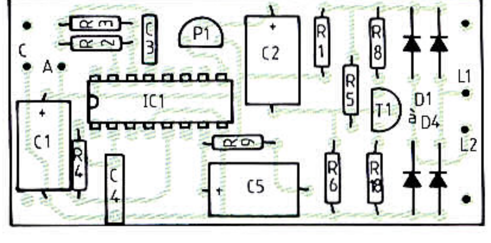


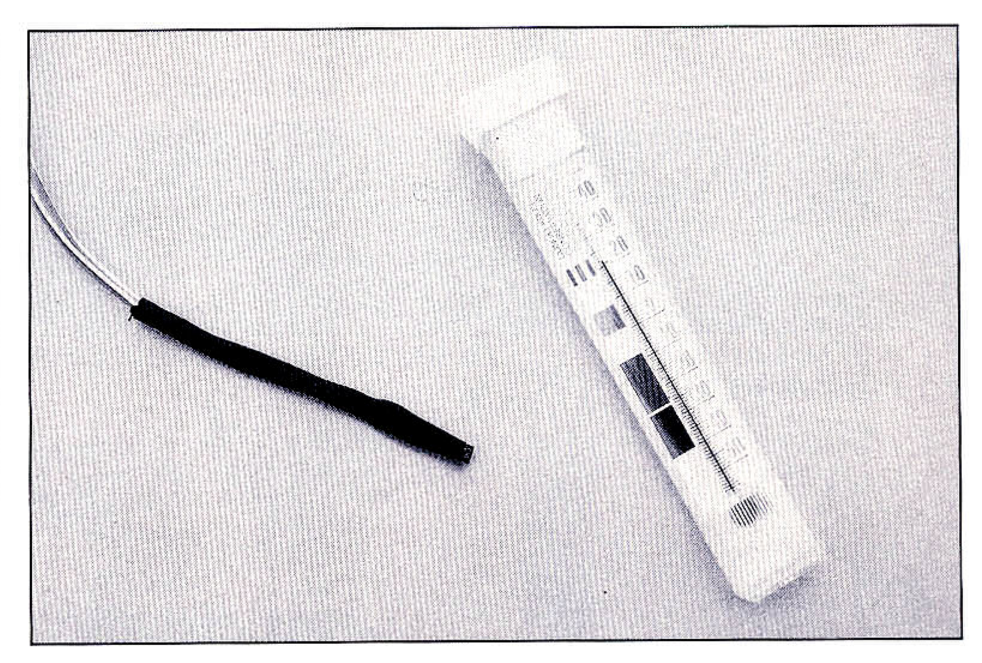
Fig. 3. – Implantation des composants.

« normal ». Lorsque vous voulez mettre votre correspondant en attente, il suffit de basculer le commutateur sur attente. Votre téléphone étant à ce moment-là déconnecté, vous pouvez parler librement à côté sans crainte d'être entendu par votre correspondant. Pour reprendre la ligne, il suffit de basculer à nouveau le commutateur sur normal.

(*) Pour connaître l'adresse d'un distributeur de votre région, adressez-vous à l'importateur : ASIA MOS, tél. : (1) 47.60.12.55.

Thermomètre électronique de précision

En fait, le titre exact de cet article devrait être adaptateur thermométrique de précision. En effet, notre montage doit être connecté à un voltmètre, analogique ou numérique, afin de constituer un thermomètre complet. Rien ne vous interdit, cependant, de le faire suivre par un petit module voltmètre digital, inspiré d'un montage flash ou acheté tout fait dans le commerce, pour vous constituer un thermomètre complet et autonome.



Malgré son extrême simplicité, dont vous devez déjà avoir une idée si vous avez jeté un coup d'œil à cet article avant de le lire, les performances de notre adaptateur sont très intéressantes ; en effet, il offre :
- une précision meilleure que 0,5 °C ;
- une linéarité meilleure que 0,25 °C ;
- une gamme de température pouvant aller de − 55 °C à + 150 °C ;
- une absence totale de réglage, même lors de la première mise sous tension.

Le schéma

Toutes ces caractéristiques remarquables sont en fait dues à un seul et unique composant, le LM 35 de National Semiconducteur. Ce LM 35 est tout à la fois le capteur de température et le circuit intégré de conversion température/tension. Il se présente sous forme d'un vulgaire boîtier de transistor soit métallique pour la version − 55 à + 150 °C, soit plastique pour les versions à gamme plus réduite.

Ce circuit offre la particularité remarquable de délivrer une tension de sortie de 10 mV par °C lorsqu'il est alimenté sous toute tension comprise entre 4 et 20 V. Afin de lui permettre la mesure des températures négatives, et donc la délivrance de tensions pseudo-négatives, il faut le monter comme schématisé sur la figure. Dans ces conditions, et sous réserve d'avoir la bonne version de LM 35, vous pouvez mesurer de − 55 à + 150 °C, qui correspond respectivement à des tensions de sortie à − 550 mV à + 1,25 V. Un voltmètre à aiguille de

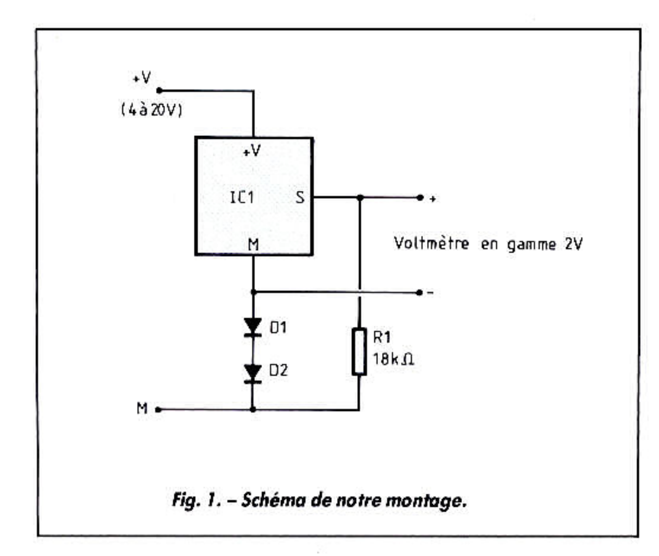


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

20 000 Ω/V peut convenir en sortie en gamme 2 V, mais il est préférable d'utiliser un voltmètre numérique, même peu coûteux, afin de profiter de la bonne précision du LM 35 et de la possibilité de lire les tensions négatives sans devoir permuter les fils de liaison.

Le montage

Une fois n'est pas coutume, nous n'avons pas réalisé de circuit imprimé, car, tous les composants sont montés « en l'air » sur les pattes du LM 35, comme le montre le « plan d'implantation ». Après soudure, ils sont recouverts de petits morceaux de gaine thermorétractable constituant ainsi un ensemble très sûr et exempt de court-circuit.

L'ensemble se présente alors comme une sonde d'où émergent, d'un côté la « tête » du LM 35, qui est le capteur de température proprement dit, et, de l'autre côté, quatre fils. Deux vont à l'alimentation, qui peut être n'importe quelle tension de 4 à 20 V (nous utilisons une pile miniature de 9 V) et deux vont au voltmètre utilisé comme afficheur.

En ce qui nous concerne, nous avons intégré cet ensemble dans le corps d'un stylo bille débarrassé de sa recharge d'encre, ce qui constitue un thermomètre très maniable que l'on peut appliquer facilement, par exemple, sur le corps de tel ou tel composant que l'on trouve anormalement chaud !

Répétons-le, aucun réglage n'est nécessaire. Le LM 35 est autocalibré par son fabricant !

Dernière précision avant de conclure, le choix du LM 35 conditionne la gamme de mesure. Il est à faire de la façon suivante :

- LM 35 DZ, boîtier plastique, gamme 0 à 100 °C (le moins cher) ;
- LM 35 CZ, boîtier plastique, gamme – 40 à + 100 °C (le meilleur rapport qualité/prix) ;
- LM 35 AH, boîtier métal, gamme – 55 à + 150 °C (le plus cher !).

Les versions LM 35 DH et LM 35 CH peuvent remplacer les LM 35 DZ et LM 35 CZ à la différence près que ce sont des versions en boîtier métal notablement plus chères que les plastiques pour des caractéristiques identiques. ■

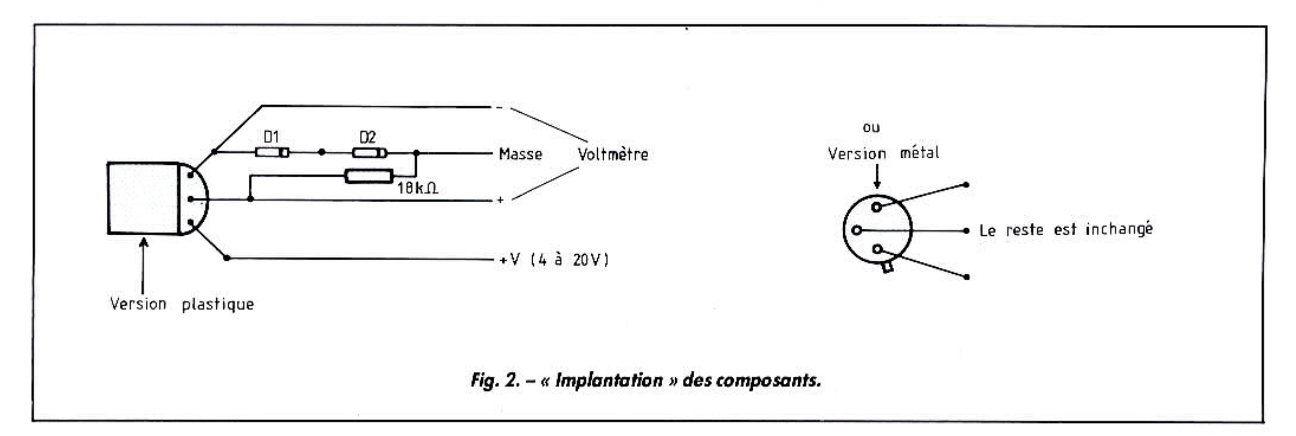
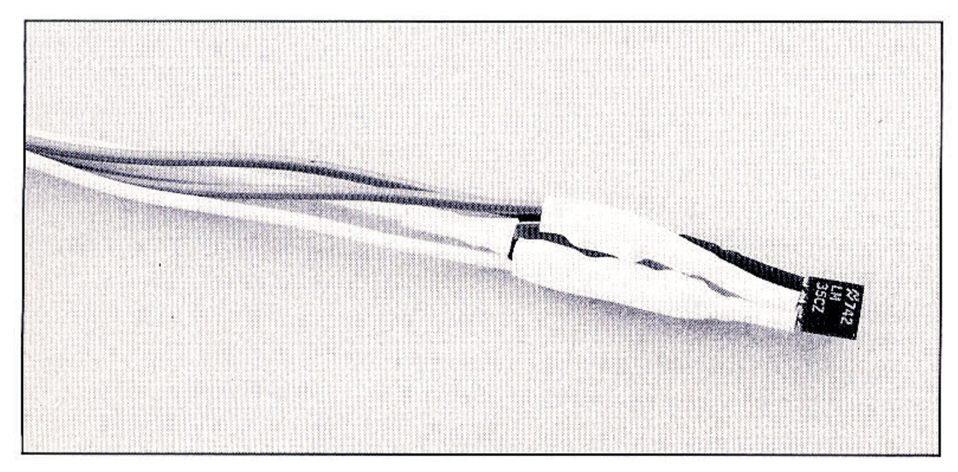


Fig. 2. – « Implantation » des composants.



Nomenclature des composants

Semi-conducteurs

IC_1 : LM 35 (voir texte pour la version)
D_1, D_2 : 1N914 ou 1N4148

Résistance 1/4 W 5 %

R_1 : 18 kΩ

Divers

Gaine thermorétractable